

Dr.-Ing. Hans FRICKE

621.392.1.028.072.081

Schaltungen mit frequenzabhängigem Wirkwiderstand und frequenzunabhängigem Blindwiderstand

*(Mitteilung aus dem Institut für Fernmelde- und Hochfrequenztechnik
der Technischen Hochschule Braunschweig)*

I. Einleitung

Die in der Elektrotechnik auftretenden Scheinwiderstände setzen sich im allgemeinen entsprechend der physikalischen Anschauung aus einer frequenzunabhängigen Wirkkomponente und einer frequenzabhängigen Blindkomponente zusammen. In einigen Fällen kann auch eine Frequenzabhängigkeit des Wirkwiderstandes auftreten, beispielsweise bei Scheinwiderständen von Eisenkernspulen unter Berücksichtigung von Hystereseverlusten, Wirbelstromverlusten und dielektrischen Verlusten. Im allgemeinen bleibt dabei die Frequenzabhängigkeit der Blindkomponente jedoch unverändert erhalten, und die verhältnismäßig geringe Frequenzabhängigkeit der Wirkkomponente tritt nur als Zusatzeffekt auf. Beim Aufbau von Ersatzschaltungen zur Nachbildung frequenzabhängiger Verluste und Demodulationsanordnungen für frequenzmodulierte Schwingungen taucht in der Praxis die Forderung nach der Erzeugung frequenzabhängiger Wirkwiderstände auf. Dabei ist es natürlich erwünscht, entweder einen reinen Wirkwiderstand zu schaffen, oder falls dies nicht möglich ist und nur ein Scheinwiderstand verwirklicht werden kann, eine Änderung der Blindkomponente mit der Frequenz zu verhindern. Es ist also ein frequenzunabhängiger Blindwiderstand zu schaffen, durch den man keine Verstimmung der Schaltanordnung hervorrufen kann. Für viele Anwendungen ergibt sich die weitere Forderung, die Größe des frequenzabhängigen Wirkwiderstandes in einfacher Weise zu ändern.

Bekanntlich werden zur Frequenzmodulation von Sendern, zur selbsttätigen Scharf-
abstimmung von Empfängern und zum Abstimmen von Brücken in Meßgeräten Reaktanzschaltungen benutzt, die als elektrisch steuerbarer Blindwiderstand wirken. Die vorliegende Arbeit skizziert nun, wie eine normale Reaktanzschaltung so abgewandelt werden kann, daß sich die charakteristischen Frequenzabhängigkeiten von Wirk- und Blindwiderstand vertauschen. Zwischen den Klemmen der neuen Reaktanzschaltung liegt dann eine Reihenschaltung eines frequenzabhängigen Wirkwiderstandes und eines

frequenzunabhängigen Blindwiderstandes, deren Größe durch die Steilheit der Röhre verändert werden kann.

II. Die Arbeitsweise der bekannten Reaktanzschaltung

Da die Wirkungsweise der neuen Reaktanzschaltung am einfachsten durch einen Vergleich mit den bisher bekannten Anordnungen zu erkennen ist, soll zunächst eine zusammenfassende Darstellung der Frequenzabhängigkeit von Wirk- und Blindkomponente der üblichen Blindröhrensaltungen gegeben werden. Bei diesen Schaltungen benutzt man bekanntlich, wie Abb. 1 zeigt, als veränderlichen Blindwiderstand \Re_R die Anoden-Katoden-Strecke einer Elektronenröhre, deren Gitter über einen aus den Widerständen \Re_1 und \Re_2 aufgebauten Spannungsteiler ein Teil der Anodenspannung zugeführt wird [1, 2, 3, 4, 5, 6]. Damit die Röhre einen reinen Blindwiderstand darstellt, sind die Widerstände \Re_1 und \Re_2 dabei so zu wählen, daß $\Re_2 \ll \Re_1$ und die Gitterwechselspannung U_g und damit auch der Anodenwechselstrom \Im_a gegenüber der Anodenwechselspannung U_a um 90° in der Phase verschoben sind. Je nach dem Aufbau des als Rückkopplungsglied dienenden Spannungsteilers kann dann die Gitterwechselspannung gegenüber der Anodenwechselspannung nach- oder voreilen, und die Reaktanzschaltung somit als Induktivität oder Kapazität wirken. Wird der durch den Spannungsteiler fließende Strom mit \Im bezeichnet, dann gilt

$$\Im = \frac{U_a}{\Re_1 + \Re_2} \quad (1)$$

$$U_g = \Im \Re_2 \quad (2)$$

Bei Benutzung einer Pentode als Blindröhre ergibt sich der Anodenstrom \Im_a zu

$$\Im_a = S U_g = S \Im \Re_2, \quad (3)$$

so daß der durch die Röhre bestimmte Scheinwiderstand der Anordnung gegeben ist zu

$$\Re_R = \frac{U_a}{\Im_a} = \frac{\Re_1 + \Re_2}{S \Re_2} = \frac{1}{S} + \frac{\Re_1}{S \Re_2} \quad (4)$$

Die Auswertung dieser Gleichung ergibt für die verschiedenen Möglichkeiten zur Erzielung der 90° -Verschiebung bei der Wahl der Widerstände \Re_1 und \Re_2 die in Tab. 1 angegebenen Röhrenscheinwiderstände \Re_R , wenn abwechselnd einer der beiden Widerstände des Spannungsteilers reell gemacht wird. Der Vollständigkeit halber sei noch bemerkt, daß zwischen den Klemmen A und B der Reaktanzschaltung in Abb. 1 außer

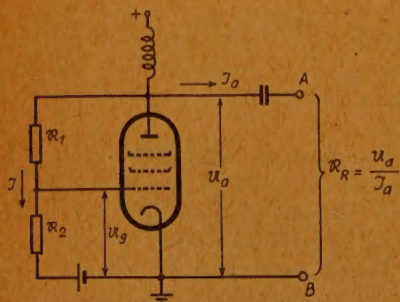


Abb. 1. Allgemeine Anordnung einer Reaktanzröhre

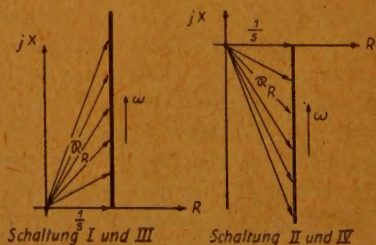


Abb. 2. Ortskurven für die Spitze des zwischen den Klemmen A u. B liegenden Scheinwiderstandes \Re_R

dem Röhrenscheinwiderstand \Re_R noch zur genauen Berechnung die Parallelschaltung der Spannungsteilerwiderstände \Re_1 und \Re_2 , des inneren Widerstandes der Röhre und des kapazitiven Widerstandes der Anoden-Katoden-Kapazität zu berücksichtigen sind. Da diese Zusatzwiderstände jedoch im allgemeinen sehr hohe Werte annehmen, soll ihr Einfluß bei der Betrachtung der grundsätzlichen Vorgänge vernachlässigt werden.

Tab. 1 Der Röhrenscheinwiderstand \Re_R für verschiedene Aufbaumöglichkeiten des als Rückkopplungsglied dienenden Spannungsteilers

Schaltung	\Re_1	\Re_2	\Re_R
I	R	$\frac{1}{j \omega C}$	$\frac{1}{S} + j \frac{R \omega C}{S}$
II	$\frac{1}{j \omega C}$	R	$\frac{1}{S} - j \frac{1}{\omega C R S}$
III	$j \omega L$	R	$\frac{1}{S} + j \frac{\omega L}{R S}$
IV	R	$j \omega L$	$\frac{1}{S} - j \frac{R}{\omega L S}$

Die Tab. 1 zeigt, daß sich für einen gegebenen Arbeitspunkt der Röhre bei konstanter Steilheit S für sämtliche Schaltungen als Röhrenscheinwiderstand \Re_R zwischen den Klemmen A und B die Reihenschaltung eines frequenzunabhängigen Wirkwiderstandes und eines frequenzabhängigen Blindwiderstandes ergibt. In Abb. 2 sind die Ortskurven für die Spitze des zwischen den Klemmen A und B liegenden Scheinwiderstandes \Re_R für die Schaltungen I bis IV dargestellt.

III. Arbeitsweise der Schaltung mit frequenzabhängigem Wirkwiderstand und frequenzunabhängigem Blindwiderstand

1. Die allgemeine Lösung

Die Abhängigkeit des Röhrenscheinwiderstandes \Re_R von der Frequenz ist durch die an der Röhre liegende Anodenwechselspannung U_a und den im Anodenkreis der Röhre fließenden Anodenwechselstrom \Im_a gegeben durch

$$\Re_R = \frac{U_a}{\Im_a}$$

Es ist nun ein besonderes Kennzeichen aller Reaktanzschaltungen, daß die Amplitude und die Phase des Anodenwechselstromes \Im_a durch die am Gitter der Blindröhre liegende Gitterwechselspannung gesteuert werden kann. Da durch Anwendung von Netzwerken auf der Gitterseite der Röhre die Möglichkeit gegeben ist, aus der Anodenwechselspannung U_a eine Gitterwechselspannung mit beliebiger Amplituden- und Phasenlage und mit beliebigem Frequenzverhalten abzuleiten, so kann auch der

Anodenwechselstrom \mathfrak{I}_a und damit der Röhrenscheinwiderstand \mathfrak{R}_R jede beliebige Frequenzcharakteristik aufweisen. Die gewünschte frequenzabhängige Wirkkomponente und die frequenzunabhängige Blindkomponente des Röhrenscheinwiderstandes \mathfrak{R}_R ergibt sich, wenn in der bekannten Reaktanzschaltung zwischen dem Spannungsteilerwiderstand \mathfrak{R}_2 und dem Gitter der Blindröhre ein Phasenschieber hinzugefügt wird, der je nach dem Aufbau der Spannungsteilerwiderstände \mathfrak{R}_1 und \mathfrak{R}_2 eine Phasenverschiebung von $\varphi = +90^\circ$ oder $\varphi = -90^\circ$ besitzen muß. Abb. 3 zeigt das Prinzipschaltbild der neuen Blindröhrenanordnung.

Unter Berücksichtigung der hier angegebenen Bezeichnungen gilt

$$\mathfrak{I} = \frac{u_a}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2} \quad (5)$$

$$u_{g1} = \mathfrak{I} \mathfrak{R}_2 \quad (6)$$

$$u_{g2} = \pm j u_{g1} \quad (7)$$

$$\mathfrak{I}_a = S \cdot u_{g2} \quad (8)$$

$$\mathfrak{R}_R = \frac{u_a}{\mathfrak{I}_a} = \frac{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}{\pm j S \mathfrak{R}_2} = \frac{\mathfrak{R}_1}{\pm j S \mathfrak{R}_2} \mp j \frac{1}{S} \quad (9)$$

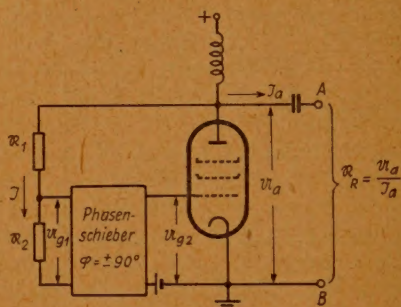


Abb. 3. Prinzipschaltbild einer Blindröhrenanordnung zur Erzeugung eines Röhrenscheinwiderstandes \mathfrak{R}_R mit einer frequenzabhängigen Wirkkomponente und einer frequenzunabhängigen Blindkomponente

Da entsprechend den Aufbaumöglichkeiten der Spannungsteilerwiderstände \mathfrak{R}_1 und \mathfrak{R}_2 stets nur der eine der beiden Widerstände frequenzabhängig und rein imaginär ist, läßt sich der durch die Gl. (9) bestimmte Röhrenscheinwiderstand \mathfrak{R}_R durch die Reihenschaltung eines frequenzabhängigen Wirkwiderstandes $\frac{\mathfrak{R}_1}{\pm j S \mathfrak{R}_2}$ und eines frequenzunabhängigen Blindwiderstandes $\mp j \frac{1}{S}$ darstellen. Um ein stabiles Arbeiten

der Blindröhrenanordnung zu gewährleisten, muß die Phasenverschiebung φ so gewählt werden, daß die Wirkkomponente stets positiv ist. Bei einer negativen Wirkkomponente, die bei einer Phasenverschiebung von 180° zwischen u_a und u_{g2} auftritt, kann es zu einer Selbsterregung des ganzen Systems kommen, wenn der durch die Rückkopplung zwischen Anodenwechselspannung und Gitterwechselspannung erzeugte negative Wirkleitwert der Röhre größer wird als der durch die Verluste bedingte positive Wirkleitwert der äußeren Kreise. Zur Verhinderung der Schwingungsanfachung muß daher für die Schaltungen I und III eine Phasenverschiebung $\varphi = +90^\circ$ und für die Schaltungen II und IV eine Phasenverschiebung $\varphi = -90^\circ$ vorliegen.

2. Die spezielle Lösung für die Schaltanordnungen I bis IV
Um das Arbeiten der verschiedenen Schaltanordnungen I bis IV in einfacher Weise erkennen zu können, seien nicht nur die Endwerte, sondern auch die Ströme und Spannungen an den einzelnen Punkten der Schaltungen angegeben und das Zusammen-

arbeiten durch ein Zeigerdiagramm dargestellt. Die Frequenzabhängigkeit des Röhrenscheinwiderstandes \Re_R ist aus dem jeweiligen Ortskurvenverlauf zu erkennen.

a) Schaltung I mit $\Re_1 = R$ und $\Re_2 = \frac{1}{j\omega C}$

Es ist eine Phasenverschiebung von $\varphi = +90^\circ$ erforderlich. Dann gilt

$$\Im = \frac{u_a}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (5a)$$

$$u_{g1} = \Im \cdot \frac{1}{j\omega C} \quad (6a)$$

$$u_{g2} = +j u_{g1} = \frac{\Im}{\omega C} \quad (7a)$$

$$\Im_a = \frac{S \Im}{\omega C} \quad (8a)$$

$$\Re_R = \omega \frac{R C}{S} - j \frac{1}{S} \quad (9a)$$

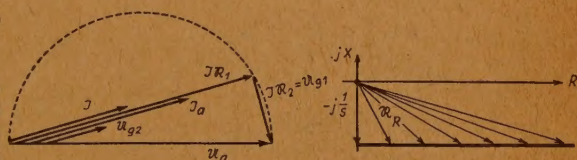
Das Zeigerdiagramm dieser Schaltung ist für $\Re_2 \ll \Re_1$ in Abb. 4, und die Widerstands-

Abb. 4. Zeigerdiagramm der durch Abb. 3 gegebenen Blindröhrenanordnung für $\Re_1 = R$ und $\Re_2 =$

$$\frac{1}{j\omega C}$$

Abb. 5. Ortskurve für die Spitze des Röhrenscheinwiderstandes \Re_R der durch Abb. 3 gegebenen Blindröhrenanordnung für $\Re_1 =$

$$R \text{ und } \Re_2 = \frac{1}{j\omega C}$$



Ortskurve ist in Abb. 5 dargestellt. Die Wirkkomponente wächst bei konstanter kapazitiver Blindkomponente linear mit der Frequenz an.

b) Schaltung II mit $\Re_1 = \frac{1}{j\omega C}$ und $\Re_2 = R$

Es ist eine Phasenverschiebung $\varphi = -90^\circ$ erforderlich. Dann gilt

$$\Im = \frac{u_a}{\frac{1}{j\omega C} + R} \quad (5b)$$

$$u_{g1} = \Im R \quad (6b)$$

$$u_{g2} = -j u_{g1} = -j \Im R \quad (7b)$$

$$\Im_a = -j S \Im R \quad (8b)$$

$$\Re_R = \frac{1}{\omega C S R} + j \frac{1}{S} \quad (9b)$$

Zeigerdiagramm für $R_2 \ll R_1$ und Ortskurve dieser Schaltung sind in Abb. 6 und Abb. 7 dargestellt. Die Wirkkomponente ist umgekehrt proportional der Frequenz, und es tritt eine konstante induktive Blindkomponente auf.

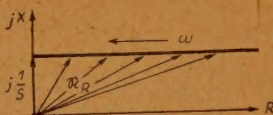
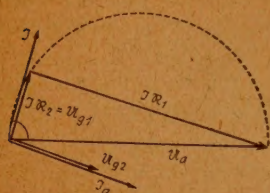


Abb. 6. Zeigerdiagramm der durch Abb. 3 gegebenen Blindröhrenanordnung für $R_1 = \frac{1}{j\omega C}$ und $R_2 = R$

Abb. 7. Ortskurve für die Spitze des Röhrenscheinwiderstandes R_R der durch Abb. 3 gegebenen Blindröhrenanordnung für $R_1 = \frac{1}{j\omega C}$ und $R_2 = R$

c) Schaltung III mit $R_1 = j\omega L$ und $R_2 = R$

Es ist eine Phasenverschiebung $\varphi = +90^\circ$ erforderlich. Dann gilt

$$\mathfrak{U} = \frac{u_a}{j\omega L + R} \quad (5c)$$

$$u_{g1} = \mathfrak{U} R \quad (6c)$$

$$u_{g2} = +j u_{g1} = j \mathfrak{U} R \quad (7c)$$

$$\mathfrak{U}_a = j S \mathfrak{U} R \quad (8c)$$

$$R_R = \omega \frac{L}{2\omega R} - j \frac{1}{S} \quad (9c)$$

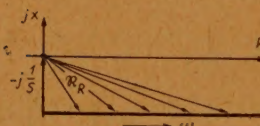
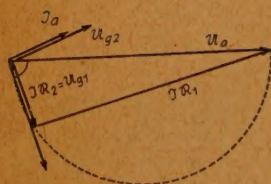


Abb. 8. Zeigerdiagramm der durch Abb. 3 gegebenen Blindröhrenanordnung für $R_1 = j\omega L$ und $R_2 = R$

Abb. 9. Ortskurve für die Spitze des Röhrenscheinwiderstandes R_R der durch Abb. 3 gegebenen Blindröhrenanordnung für $R_1 = j\omega L$ und $R_2 = R$

Zeigerdiagramm für $R_2 \ll R_1$ und Ortskurve dieser Schaltung sind in Abb. 8 und 9 dargestellt. Die Wirkkomponente wächst bei konstanter kapazitiver Blindkomponente linear mit der Frequenz an.

d) Schaltung IV mit $R_1 = R$ und $R_2 = j\omega L$

Es ist eine Phasenverschiebung $\varphi = -90^\circ$ erforderlich. Dann gilt

$$\mathfrak{U} = \frac{u_a}{R + j\omega L} \quad (5d)$$

$$u_{g1} = \mathfrak{U} j\omega L \quad (6d)$$

$$u_{g2} = -j u_{g1} = \mathfrak{U} \omega L \quad (7d)$$

$$\mathfrak{U}_a = S \mathfrak{U} \omega L \quad (8d)$$

$$R_R = \frac{R}{\omega S L} + j \frac{1}{S} \quad (9d)$$

Das Zeigerdiagramm dieser Schaltung ist für $R_2 \ll R_1$ in Abb. 10 und die Widerstands-Ortskurve ist in Abb. 11 dargestellt. Die Wirkkomponente ist umgekehrt proportional der Frequenz, und es tritt eine konstante induktive Blindkomponente auf.

3. Die Steuerung des Widerstandsbetrages von R_R

Die Gl. (9) zeigt, daß bei konstanten Spannungsteilerwiderständen R_1 und R_2 eine Steuerung des Widerstandsbetrages wie bei der bekannten Reaktanzschaltung am einfachsten mittels einer Steilheitsänderung durch Verlagerung des Arbeitspunktes der Blindröhre durchgeführt werden kann. Sind besonders große Änderungen des Widerstandsbetrages erforderlich, dann kann man auch bei der neuen Anordnung in gleicher

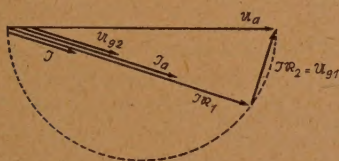


Abb. 10. Zeigerdiagramm der durch Abb. 3 gegebenen Blindröhrenanordnung für $R_1 = R$ und $R_2 = j \omega L$

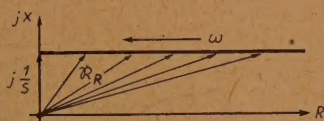
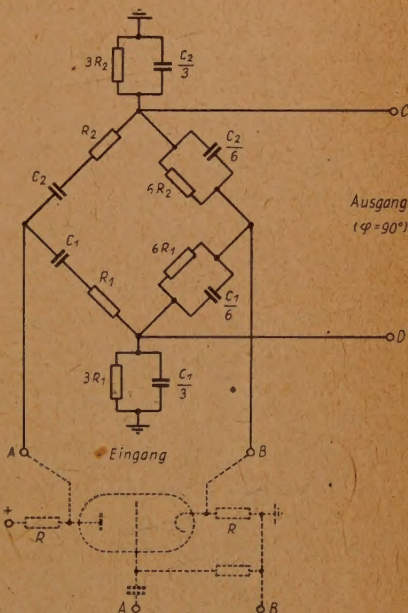


Abb. 11. Ortskurve für die Spitze des Röhrenscheinwiderstandes R_R der durch Abb. 3 gegebenen Blindröhrenanordnung für $R_1 = R$ und $R_2 = j \omega L$

Rechts:

Abb. 12. Phasenschieber mit 90°-Drehung über einen weiten Frequenzbereich



Weise wie bei der normalen Blindröhrenschaltung nach einem Vorschlag von H. Fricke und K. H. Schmitter [7] die Arbeitskennlinie der Blindröhre so verformen, daß innerhalb des Aussteuerungsbereichs Maxima oder Minima auftreten, in deren Umgebung sehr große Steilheitsänderungen vorhanden sind. Messungen bei Benutzung einer EF 14 als Blindröhre haben beispielsweise ergeben, daß bei Wahl geeigneter Betriebsspannungen durch Ausbildung einer virtuellen Katode zwischen Anode und Schirmgitter ein Maximum im Kennlinienverlauf auftritt, in dessen Umgebung gegenüber den üblichen Betriebsbedingungen fast die 3-fache Steilheitsänderung vorhanden ist [8].

4. Der Phasenschieber

Zur Erzielung der frequenzabhängigen Wirkkomponente und der frequenzunabhängigen Blindkomponente des Röhrenscheinwiderstandes durch eine Reaktanzschaltung nach Abb. 3 ist es erforderlich, daß der $\pm 90^\circ$ -Phasenschieber keine Frequenzabhängigkeit zeigt.

Im Niederfrequenzgebiet lassen sich derartige Phasennetzwerke mit 90°-Drehung über einen weiten Frequenzbereich durch Brückenschaltungen verwirklichen, bei denen sich

zwar der Phasenwinkel jedes einzelnen Brückenweiges mit der Frequenz ändert, jedoch Ein- und Ausgänge relativ zueinander auf konstanter Differenz bleiben. Abb. 12 zeigt ein Ausführungsbeispiel eines frequenzunabhängigen Phasenschiebers, der in einem Frequenzbereich von 150...3500 Hz zwischen den Klemmen AB und CD eine Phasenverschiebung von 90° auf $\pm 1^\circ$ genau erzeugt [9]. Die Dimensionierung dieses Phasennetzwerkes erfolgt nach der Beziehung

$$R_2 C_2 = 4,53 R_1 C_1$$

Der Widerstand R_1 liegt dabei zwischen 10 k Ω und 100 k Ω . Für das Tonfrequenzgebiet von 150...3500 Hz werden die folgenden Aufbau Größen gewählt: $C_1 = 3$ nF; $C_2 = 6$ nF; $R_1 = 33$ k Ω ; $R_2 = 75$ k Ω . Soll der 90° -Phasenschieber in anderen Frequenzbereichen arbeiten, dann sind unter Beibehaltung des Produktverhältnisses die RC-Produkte zu ändern. Bei einseitig geerdeter Eingangsspannung muß vor dem Anschluß an die Brücke eine Symmetrierung vorgenommen werden, wie sie beispielsweise mit der in Abb. 12 gestrichelt eingezeichneten Röhrenanordnung möglich ist.

Im Hochfrequenzgebiet machen sich bei Brückenschaltungen die Schaltkapazitäten stärker bemerkbar und führen infolge unübersehbarer Kopplungen zu einer stärkeren Frequenzabhängigkeit des Phasenschiebers. Soll ein breites Frequenzband um genau $\varphi = \pm 90^\circ$ gedreht werden, dann ist eine Phasenschieberanordnung zu benutzen, wie sie bei der Einscitenbandtelefonie bekannt ist. Das zu übertragene Frequenzband wird dabei einem Hilfsträger aufmoduliert und dann mit dem Träger des Hilfssenders, dessen Phase um $\varphi = \pm 90^\circ$ verschoben ist, zur Überlagerung gebracht. Nach Demodulation und Siebung kann am Gleichrichterausgang das um $\varphi = \pm 90^\circ$ verschobene, beliebig breite Frequenzband abgenommen werden [vgl. z. B. 10].

Wegen des nicht ganz einfachen Aufbaus eines derartigen Phasenschiebers ist es zweckmäßig, nach Möglichkeit auch im Hochfrequenzgebiet Brückenschaltungen zu benutzen und eine gewisse Frequenzabhängigkeit des Phasenschiebers zuzulassen. Die folgenden Ausführungen sollen zeigen, in welcher Weise sich Phasenschieberabweichungen vom Sollwert auf den Ortskurvenverlauf des Röhrenscheinwiderstandes \Re_R bemerkbar machen. Für eine beliebige Phasenverschiebung φ schreibt man die Gl. (7) in folgender Form:

$$U_{g2} = U_{g1} e^{j\varphi},$$

und der Röhrenscheinwiderstand bestimmt sich dann zu

$$\Re_R = \frac{\Re_1 + \Re_2}{S \Re_2} e^{-j\varphi} = \frac{\Re_1 + \Re_2}{S \Re_2} (\cos \varphi - j \sin \varphi) \quad (10)$$

Für $\varphi = 0$ ergibt sich aus dieser Beziehung die für die bekannte Reaktanzschaltung geltende Gl. (4), und für $\varphi = \pm 90^\circ$ liegt die für die neue Anordnung abgeleitete Gl. (9) vor. Die Gl. (10) zeigt, daß sich der resultierende Röhrenscheinwiderstand \Re_R bei Abweichungen vom Wert $\varphi = \pm 90^\circ$ aus zwei komplexen Anteilen zusammensetzt, die beide eine Funktion der Phasenverschiebung φ sind. Zur Diskussion der Frequenzabhängigkeit der resultierenden Wirk- und Blindkomponente sind die reellen und imaginären Glieder zusammenzufassen. Da stets der eine der beiden Spannungsteilerwiderstände \Re_1 und \Re_2 reell und der andere imaginär ist, ist der Quotient der beiden Widerstände stets imaginär, und die Gl. (10) kann auch in der Form geschrieben werden

$$\Re_R = \left(\frac{1}{S} + \frac{\Re_1}{S \Re_2} \right) (\cos \varphi - j \sin \varphi)$$

$$\Re_R = \left[\frac{\cos \varphi}{S} - j \frac{\Re_1 \sin \varphi}{S \Re_2} \right] - j \left[\frac{\sin \varphi}{S} - \frac{\Re_1 \cos \varphi}{j S \Re_2} \right] \quad (11)$$

Der Ausdruck in der ersten eckigen Klammer stellt den reellen Anteil, der Ausdruck in der zweiten eckigen Klammer den imaginären Anteil des Scheinwiderstandes dar.

Blieben die Phasenschieberabweichungen $\pm \Delta \varphi$ vom Sollwert $\varphi = \pm 90^\circ$ in solchen Grenzen, daß für $\cos(\varphi \pm \Delta \varphi) = \mp \Delta \varphi$ und für $\sin(\varphi \pm \Delta \varphi) = \pm 1$ gesetzt werden kann, dann gilt für den Röhrenscheinwiderstand

$$\Re_R = \left[\frac{\mp \Delta \varphi}{S} \mp j \frac{\Re_1}{S \Re_2} \right] - j \left[\pm \frac{1}{S} \pm \frac{\Delta \varphi \Re_1}{j S \Re_2} \right] \quad (12)$$

Eine Änderung der Phasenverschiebung φ beeinflusst sowohl die Wirkkomponente als auch die Blindkomponente der Anordnung; ist also der Phasenschieber frequenzabhängig, dann sind auch Wirk- und Blindkomponente der Reaktanzschaltung frequenzabhängig. Durch Wahl der Spannungsteilerwiderstände \Re_1 und \Re_2 und der Röhrensteilheit S läßt sich jedoch erreichen, daß die Blindkomponente in gewissen Grenzen annähernd frequenzunabhängig bleibt, wenn $\frac{\Delta \varphi \cdot \Re_1}{j S \Re_2} \ll \frac{1}{S}$ ist; allerdings tritt dabei

entsprechend Gl. (12) eine zusätzliche Frequenzänderung der Wirkkomponente auf. Abschließend soll noch darauf hingewiesen werden, daß es mit Hilfe der angegebenen Blindröhrenanordnung auch möglich ist, für die Wirk- und Blindkomponente des Röhrenscheinwiderstandes beliebige Frequenzabhängigkeiten zu erzeugen, wenn mit dem Phasennetzwerk beliebige Phasenverschiebungen φ eingestellt werden. Eine Dimensionierung derartiger Reaktanzschaltungen kann nach der allgemein gültigen Gl. (11) erfolgen.

IV. Zusammenfassung

Wird zwischen Spannungsteiler und Gitter der bekannten Reaktanzschaltung eine Phasenverschiebung der Gitterwechselspannung von $\pm 90^\circ$ vorgenommen, so tritt eine Vertauschung der charakteristischen Frequenzabhängigkeiten von Wirk- und Blindkomponente des Röhrenscheinwiderstandes der Anordnung auf. Zwischen den Klemmen der Reaktanzröhrenschaltung liegt dann eine Reihenschaltung eines frequenzabhängigen Wirkwiderstandes und eines frequenzunabhängigen Blindwiderstandes, deren Größe man durch die Steilheit der Röhre verändern kann. Größe und Frequenzabhängigkeit von Wirk- und Blindkomponente werden für die verschiedenen Schaltungsausführungen der Anordnung berechnet und Aufbaumöglichkeiten für den Phasenschieber angegeben. Zum Schluß wird kurz auf die durch Abweichung der Phasenverschiebung vom Sollwert auftretenden Fehler eingegangen, die sich durch eine zusätzliche Frequenzabhängigkeit von Wirk- und Blindkomponente des Röhrenscheinwiderstandes bemerkbar machen.

Schrifttum

- [1] Rothe, DRP 540 339.
- [2] Heegner, DRP 627 754.
- [3] Chirelx und Borias, DRP 644 655.
- [4] R. Feldtkeller, Spannungsgesteuerte Scheinwiderstände, T. F. T. 27 (1938), S. 205.
- [5] H. Klauser, Impedanzröhren für Frequenzmodulation, Bull. schweiz. El. Ver. 1946, S. 624.
- [6] F. Vilbig, Blindwiderstände mit negativem induktiven und kapazitiven Widerstandsverlauf, Hochfrequ. u. Elektr. 55 (1940), S. 120.
- [7] H. Fricke u. K. H. Schmitter, Röhrenanordnung zur Blindwiderstandsänderung. Patentanmeldung p 52 526 VIII c/21g D (19. 8. 1949).
- [8] H. Fricke, Über die Arbeitsbedingungen von Reaktanzschaltungen zur Erzielung sehr großer Blindwiderstandsänderungen, F. T. Z. (1951) S. 458.
- [9] Dome, Electr. 19, 112 (1946), H. 12.
- [10] F. Vilbig, Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, 2. Auflage.

* * *

Breitband-Phasenschieber

Phasenschieber haben vielerlei Anwendungen gefunden, besitzen aber einen Mangel, der ihre Anwendung oft unmöglich macht: sie sind exakt nur für eine einzige Frequenz brauchbar. In den letzten Jahren ist es nun gelungen, Phasendreher zu bauen, die über einen weiten Frequenzbereich (etwa bis 1 : 100) einen konstanten Phasenwinkel erzeugen. Vor allem die Einseitenbandtechnik hat durch sie weitere Verbreitung gefunden. Aber auch etwa für Polaroszillographen bieten sich hier interessante Möglichkeiten der Untersuchung frequenzvariabler Vorgänge, Synchronmotoren lassen sich steuern u.a.m. Da diese Netzwerke bei uns bisher kaum bekannt geworden sind, seien sie im Hinblick auf ihre vielseitige Verwendungsmöglichkeit ausführlicher beschrieben.

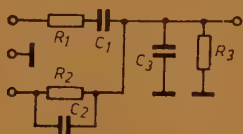
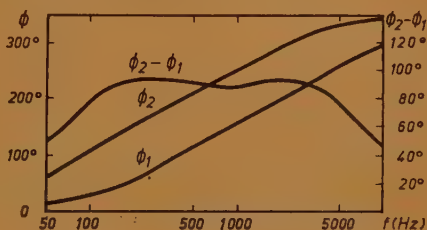


Abb. 1. Phasendrehglied nach Dome

Rechts:

Abb. 2. Kurven zu Abb. 1 und 3



Das Grundprinzip

Als häufigster Fall wird in der Praxis ein Winkel von 90° verlangt. Daher sei auf andere Winkel nicht näher eingegangen, sie lassen sich aus den angegebenen Bedingungen entsprechend berechnen. Durch einen Trick gelangt man zu dem gewünschten Ergebnis: Man verwendet nicht ein einziges Phasendrehglied, sondern zwei. Wenn es gelingt, den Phasenwinkel jedes einzelnen Gliedes über einen bestimmten Bereich logarithmisch mit der Frequenz variabel zu machen, dann bleibt der Differenzwinkel beider Glieder konstant. Sei die Phase des ersten Gliedes $\phi_1 = C + \log f$ und die des zweiten Gliedes $\phi_2 = C + \log K f$, dann ist die Differenz $\phi_1 - \phi_2 = -\log K = \text{konstant}$ (C und K Konstanten, f die Frequenz). Wird dieser Winkel auf 90° festgehalten, so ist der gewünschte Phasenschieber fertig.

Die Grundform

Abb. 1 zeigt eine praktische Ausführungsform eines einzelnen Gliedes. Das einzige Zugeständnis, das gemacht werden muß, ist die Forderung des Gegentaktinganges, der sich aber leicht verwirklichen läßt. Die Kombination von zwei Gliedern, eines mit $180 + 45 = 225^\circ$ und eines mit $180 - 45 = 135^\circ$, ergibt im Ausgang eine konstante 90° -Differenz, während jeder Ausgang für sich gegen Erde einen mit der Frequenz steigenden Phasenwinkel besitzt. Abb. 2 stellt das in Kurvenform dar. Die Bedingungen für die praktische Bemessung der Werte sind: $R_1 C_1 = R_2 C_2 = R_3 C_3$, $R_1 : R_2 : R_3 = 1 : 6 : 3$, $C_1 : C_2 : C_3 = 6 : 1 : 2$. Die „Resonanzfrequenz“ f_0 jedes Gliedes (Ausgang gegen Erde 180°) ist $f_0 = (2 \pi RC)^{-1}$. Die Ausgangsspannung sinkt

auf etwa $\frac{1}{3}$ der Eingangsspannung. Die genaue Formel für den Frequenzgang des Phasenwinkels lautet:

$$\operatorname{tg} \phi = \frac{8 F f_0 (F^2 - f_0^2)}{(F^2 - f_0^2)^2 - (4 f_0 F)^2}$$

Dabei ist F als geometrische Mittelfrequenz des zu übertragenden Frequenzbereiches zu wählen. Für den üblichen NF-Bereich hat sich der Wert 700 Hz als Norm bewährt. Für die beiden Phasenwinkel 225° und 135° ergeben sich somit die gesuchten Werte $f_{0B} = F/2,126 = 329$ Hz, und $f_{0A} = 2,126 \cdot F = 1488$ Hz, für die beiden Netzwerke A und B. Als praktischen Wert für R_1 wird man etwa 20 kOhm wählen; damit sind alle anderen Werte bestimmt. Allgemein muß also für die 90° -Differenz sein:

$$f_{0A} : f_{0B} = R_{1B}C_{1B} : R_{1A}C_{1A} = 2,126^2 = 4,53$$

Einfache Ausführung

Mit diesen Werten wird Abb. 3 aus zwei Gliedern nach Abb. 1 zusammengesetzt, wofür in Tabelle I einige Werte angegeben sind, die von verschiedenen Autoren stammen und sich technisch auch leicht verwirklichen ließen. Der Frequenzbereich liegt (vgl. Abb. 2) für einen erlaubten Fehler von $\pm 4^\circ$ bei knapp 1 : 30, das sind für Tabelle I etwa 125 ... 3600 Hz.

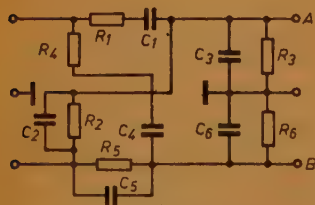


Abb. 3. Phasenschieber 90°

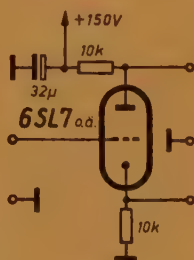


Abb. 4. Symmetrier-Röhre

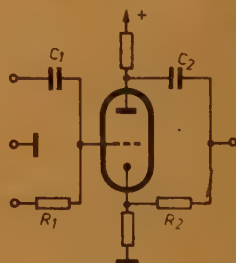


Abb. 5. Phasendrehglied (Variante)

Zu beachten ist, daß die Werte außerordentlich genau eingehalten werden sollten, 1% Toleranz dürfte die Mindestforderung sein. Daher wird man in den meisten Fällen entweder mittels Meßbrücken die Werte aus normalen Einzelteilen herausortieren, oder man nimmt handelsübliche (konstante!) Widerstände und gleicht die Kapazitäten mit stabilen Trimmern ab, was z.B. bei den industriell in USA hergestellten Netzwerken der Fall ist. Der Abgleich kann mit einem Oszillografen und mit einem Tongenerator von reiner Sinusform folgendermaßen vor sich gehen: Jedes zusammengehörige RC-Glied wird an den (erdsymmetrischen) Ausgang des Tongenerators gelegt und an R und C je ein Plattenpaar der Braunschen Röhre angeschlossen. Beide Plattenpaare müssen natürlich je einen eigenen kleinen Verstärker besitzen (die zuvor auf bekannte Weise auf Amplituden- und Phasengleichheit der Ablenkung gebracht werden). Nach richtigem Anschluß muß mit der zu jedem RC-Glied gehörigen Frequenz f_0 ein sauberer Kreis entstehen. Schon gegen kleine Verformungen ist das Auge recht empfindlich, so daß mit den Trimmern jedes RC-Paar genau abgeglichen werden kann, bevor das Netzwerk zusammengebaut wird.

Schließlich bleibt noch die Frage der Gegentaktsymmetrierung des Einganges zu lösen. Am einfachsten ist natürlich ein Gegentakt-Transformator, der aber oft den Nachteil

Tabelle I zu Abb. 3

Autor	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6
Rust	15	100	50	15	100	50	6350	1050	2150	28500	4750	9500
Dome	20	120	60	20	120	60	5350	892	1785	24200	4030	8060
Norgaard	22	150	68	22	150	68	5000	730	1600	20000	3000	6600
Norton	33	200	100	75	450	225	3000	500	1000	6000	1000	2000

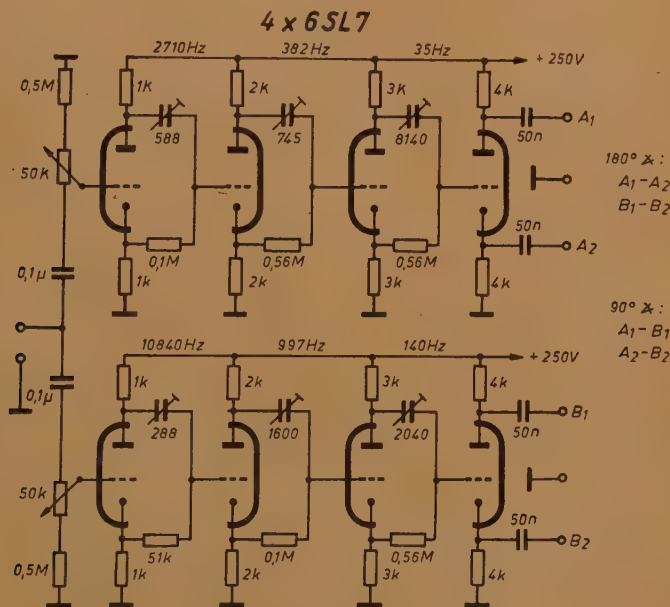
Werte in K Ω , pF

Abb. 6: Phasenschieber nach Abb. 5

hat, zu stark frequenzabhängig zu sein und überdies meist gut geschirmt werden muß. Besser und billiger ist eine weniger bekannte Art mit Symmetrier-Röhre, die Abb. 4 zeigt. Die einphasige Spannung wird durch die Röhre völlig frequenzgetreu als Gegentakt-Ausgang abgegeben. Auf hochkapazitive Verblockung der Anodenspannung ist zu achten (ausreichender Kurzschluß für niedrige Frequenzen). Katoden- und Anodenwiderstand müssen sehr exakt gleichen Wert besitzen, die absolute Größe (5 ... 15 k Ω) spielt dagegen keine Rolle.

Eine ähnliche Phasendreherschaltung zeigt Abb. 5. Hier werden nur 2 RC-Glieder verwendet, dafür aber mehrere hintereinandergeschaltet, jeweils mit einer Pufferröhre dazwischen, da die RC-Brücken auf unendliche Ausgangsimpedanz arbeiten müssen. Bei zwei mal 6 Stufen läßt sich das NF-Band bereits auf über 50 ... 10 000 Hz konstant halten bei einer maximalen Abweichung von $90^\circ \pm 3^\circ$. Das gleiche gilt übrigens auch für die Kaskadenschaltung der ersten Form. Die Bedingungen für Abb. 5 sind:

$$R_1 = R_2, C_1 = aC_2, f_0 = \sqrt{a/2} \pi R_1 C_1 \text{ und } \operatorname{tg} \phi = \frac{2bFf_0(F^2 - f_0^2)}{(F^2 - f_0^2)^2 - (bf_0F)^2}$$

Dabei ist $b = \frac{a+1}{\sqrt{a}} (\geq 2, \text{ günstig: } b = 4)$. Die Verstärkung liegt unter 1, da die

Röhre nicht verstärkt (vgl. Katodenfolger). Ein praktisches Beispiel mit 2×3 Stufen (etwa 70 ... 5000 Hz) zeigt Abb. 6, die in dieser Form häufig in Einseitenband-Geräten verwendet wird. Der Aufwand von 4 mal 6SL7 ist durchaus tragbar. Die Testfrequenzen zum Eintrimmen sind mit eingetragen. Die Plattenpaare des Oszillografen werden hierbei an den Katodenwiderständen der jeweils angrenzenden Röhren angeschlossen. Für die Wertepaare der Anoden- und Katodenwiderstände gilt das oben Gesagte.

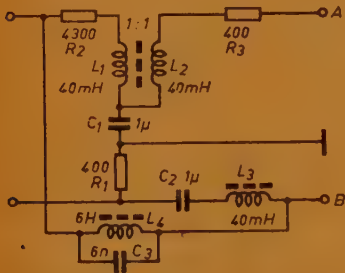


Abb. 7. Phasenschleifer nach Westinghouse

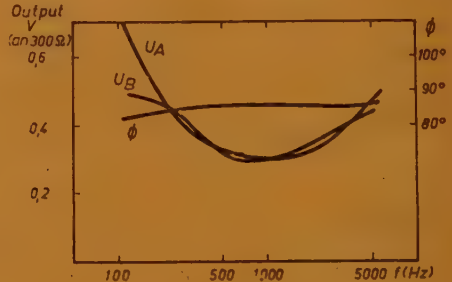


Abb. 8. Kurven zu Abb. 7

Einen ganz anderen Weg beschreitet Abb. 7. Die zu drehende Spannung liegt an einer Serienschaltung $L_1 C_1 R_1$. R_2 dient lediglich zur frequenzunabhängigen Belastung der Spannungsquelle. F ist hier mit 800 Hz gewählt, bei der die Impedanz von L_1 und C_1 je 200 Ohm beträgt. Die an C_1 liegende Spannung ist um 90° gegen die an R_1 liegende Spannung verschoben und tritt über L_2 (die die gleiche Spannung addiert) an der Ausgangsklemme A auf, während die Spannung über R_1 an B auftritt (jeweils gegen Erde gerechnet). Zwischen A und B bleibt somit ein konstanter Winkel von 90° bestehen. R_3 , C_2 und L_3 dienen lediglich dazu, am Ausgang — vom Verbraucher aus gesehen — einen frequenzunabhängigen Widerstand zu schaffen (also $R_1 L_1 C_1$ zu kompensieren). Bisher würden die Amplituden an A und B nur über einen Frequenzbereich von 1 : 3 konstant bleiben (der Phasenwinkel bleibt ungeändert). Durch C_3 und L_4 wird nun dieser Bereich auf etwa 150 ... 4500 Hz erweitert. Dieser Parallelkreis läßt bei stärker von F abweichender Frequenz einen mehr oder weniger großen Strom fließen, der eine zusätzliche Spannung (additiv über $C_2 L_3$) zufügt. So bleiben die Amplituden über den ganzen Bereich ziemlich gleich, wie Abb. 8 zeigt (Westinghouse 1944). Der Nachteil dieser Anordnung ist die Verwendung von Drosseln, deren genaue Herstellung weniger einfach ist als die reinen RC-Netzwerke. Auf eine Reihe von Abarten, L-R-C-Netzwerke, asymmetrische Glieder usw. sei nicht näher eingegangen.

Literatur

- | | |
|--------------------------------------|--|
| Check, CQ (USA) 4, 17 (Nov. 1948). | Norgaard, QST Juni/Juli 1948, 11 |
| Dome, Electronics, Dez. 1946, 112. | Norton, CQ (USA) 4, 15 (Sept. 1948). |
| Goodman, QST, Jan. 1949, 11. | Rust, QST, Aug. 1949, 47. |
| Luck, Proc. I. R. E. 37, 147 (1949). | Saraga, Proc. I. R. E. 38, 754 (1950). |

Der Widerstand von Resonanzkreisen bei Harmonischen der Resonanzfrequenz

Um aus einem nichtsinusförmigen, periodischen Vorgang, z.B. aus einer Sägezahn-schwingung oder einem periodischen Impuls, eine bestimmte Harmonische (d.h. eine Sinusspannung, deren Frequenz ein ganzzahliges Vielfaches der Grundfrequenz des Vorgangs ist) herauszusieben, kann man den Vorgang als Strom einem Parallelreso-nanzkreis zuführen, der auf die gewünschte Harmonische abgestimmt ist. Hat der Strom die Form

$$i = I_0 + I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + I_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots + I_n \sin(n\omega t + \varphi_n),$$

d. h. enthält er die Harmonischen $\omega, 2\omega, \dots, n\omega$ mit den Amplituden I_1, I_2, \dots, I_n , so fällt am Kreis, den er durchfließt, die Spannung

$$u = I_0 r_0 + I_1 \mathfrak{R}_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + I_2 \mathfrak{R}_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots \quad (1)$$

ab; r_0 ist der Gleichstromwiderstand des Kreises bzw. der Spule, \mathfrak{R}_1 der Kreiswiderstand bei der ersten Harmonischen usw.

Die Stromamplituden können durch Fourierentwicklung bestimmt werden; sind dann außerdem die Widerstände $\mathfrak{R}_1 \dots \mathfrak{R}_n$ bekannt, so ist das Verhalten der Schaltung völlig berechenbar (Klirrfaktor; Harmonischenverstärkung usw.).

Der Richtleitwert eines Parallelresonanzkreises nach Abb. 2 bei der Kreisfrequenz ω ist:

$$\mathcal{G} = \frac{R_s}{R_s^2 + \omega^2 L^2} + j\omega \left(C - \frac{L}{R_s^2 + \omega^2 L^2} \right) \quad (2a)$$

R_s ist der Verlustwiderstand des Kreises; da normalerweise $R_s \ll \omega L$ ist, vereinfacht sich diese Beziehung zu:

$$\mathcal{G} \approx \frac{R_s}{\omega^2 L^2} + j \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \quad (2b)$$

Bei der Resonanz-(kreis-)frequenz

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R_s^2}{L^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ für } R_s \ll \omega_0 L \quad (3a)$$

wird \mathcal{G} reell und ein Minimum:

$$\mathcal{G}_0 = G_0 = \frac{R_s}{R_s^2 + \omega_0^2 L^2} \approx \frac{R_s}{\omega_0^2 L^2} = \frac{R_s C}{L} \text{ für } R_s \ll \omega_0 L \quad (3b)$$

Ist $\omega = n\omega_0$, so gilt nach (2a):

$$\mathcal{G}_n = \frac{R_s}{R_s^2 + n^2 \omega_0^2 L^2} + jn \omega_0 \left(C - \frac{L}{R_s^2 + n^2 \omega_0^2 L^2} \right) \quad (4a)$$

bzw. mit ω_0^2 nach (3a):

$$\mathcal{G}_n = \frac{1}{R_s (1 - n^2) + n^2 \cdot \frac{L}{CR_s}} + jn\omega_0 \left(C - \frac{L}{R_s^2 (1 - n^2) + n^2 \cdot \frac{L}{C}} \right) \quad (4b)$$

Unter der Voraussetzung

$$R_s (1 - n^2) \ll n^2 \cdot \frac{L}{CR_s} \quad (5)$$

vereinfacht sich diese Beziehung zu:

$$\mathcal{G}_n = \frac{CR_s}{n^2 L} + jn\omega_0 C \left(1 - \frac{1}{n^2} \right) = \frac{1}{n^2} \cdot G_0 + j \left(n - \frac{1}{n} \right) \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4c)$$

Durch Inversion $\Re_n = 1/\mathcal{G}_n$ folgt aus \mathcal{G}_n der Richtwiderstand bei der n-ten Harmonischen. Im Falle des Zutreffens von (5) ist der Betrag von \Re_n :

$$|\Re_n| = \frac{1}{|\mathcal{G}_n|} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{n^2} \cdot G_0 \right)^2 + \left(n - \frac{1}{n} \right)^2 \cdot \frac{C}{L}}} = \frac{n \cdot R_0}{\sqrt{\frac{1}{n^2} + (n^2 - 1)^2 \cdot \frac{CR_0^2}{L}}} \quad (6a)$$

$R_0 = 1/G_0$ ist der Resonanzwiderstand des Kreises. In fast allen Fällen ist der erste Summand unter der Wurzel gegen den zweiten vernachlässigbar, so daß sich diese Beziehung auf die einfache Form

$$|\Re_n| = \frac{n}{n^2 - 1} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6b)$$

bringen läßt.

Der Phasenwinkel von \Re_n folgt nach Gl. (4c) aus

$$\operatorname{tg} \varphi_n = -nR_0 (n^2 - 1) \sqrt{\frac{C}{L}}; \quad (7)$$

er strebt mit wachsendem n sehr rasch dem Grenzwert $\varphi_n = 90^\circ$ zu.

Beispiel: Soll aus dem Sägezahnstrom

$$i = 2I \cdot \sin \omega t + I \cdot \sin 2\omega t + \dots + \frac{2I}{n} \cdot \sin n\omega t + \dots,$$

in dem $\omega = 5 \cdot 10^4 \text{ s}^{-1}$ sei, die zweite Harmonische 2ω ausgesiebt werden, so kann er zu diesem Zweck über einen auf die Kreisfrequenz $\omega_0 = 2\omega = 10^5 \text{ s}^{-1}$ abgestimmten Parallelkreis geführt werden. Wird für den Kreis eine Spule von 10^{-2} H verwendet, die bei ω_0 den Verlustwiderstand 50Ω hat, so ist der Resonanzwiderstand nach (3b):

$$R_0 = 2 \cdot 10^4 \Omega$$

Nicht sinusförmiger
periodischer Strom

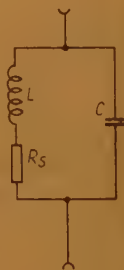
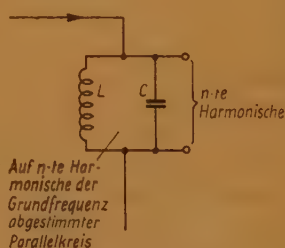


Abb.1. Aussiebung einer bestimmten Harmonischen aus einem nichtsinusförmigen periodischen Vorgang durch Parallelresonanzkreis; Prinzipschaltung
Abb.2. Ersatzschaltbild des Parallelresonanzkreises

Die Kreiskapazität muß bei $L = 10^{-2} \text{ H}$ und $\omega_0 = 10^5 \text{ s}^{-1}$ den Wert 10 nF (10^{-8} F) aufweisen.

Bei der Grundfrequenz $\omega = \omega_0/2$ des Sägezahns ist der Kreiswiderstand mit $n = 1/2$ nach (6a):

$$|\Re_1| = \frac{2 \cdot 10^4}{2 \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{9}{16} \cdot 4 \cdot 10^2}} \approx 667 \Omega$$

Für $3 \omega = 3 \omega_0/2$, wo die Vereinfachung $(R_0^2/L \gg 1/n^2)$ schon weitgehend erfüllt ist, gilt nach (6b):

$$|\Re_1| = \frac{1,5}{2,25 - 1} \sqrt{\frac{10^{-2}}{10^{-8}}} \approx 1200 \Omega$$

Für die weiteren Harmonischen sind die Kreiswiderstände:

$$|\Re_2| = \frac{2}{3} \cdot 10^3 = 667 \Omega; \quad |\Re_5| = \frac{1}{2} \cdot 476 \Omega; \quad |\Re_9| = 375 \Omega \text{ usw.}$$

Dann sind die Amplituden der einzelnen Spannungskomponenten:

$$\text{Kreisfrequenz } \omega_0/2: |u_1| = 2 \cdot 1 \cdot 667 = 1333 \cdot I;$$

$$\text{Kreisfrequenz } \omega_0: |u_2| = 1 \cdot 2 \cdot 10^4 = 20000 \cdot I;$$

$$\text{Kreisfrequenz } 3\omega_0/2: |u_3| = \frac{2}{3} \cdot 1 \cdot 1200 = 800 \cdot I;$$

$$\text{Kreisfrequenz } 2\omega_0: |u_4| = \frac{1}{2} \cdot 1 \cdot 667 = 333 \cdot I \text{ usw.}$$

Die erwünschte Kreisfrequenz ω_0 ist offensichtlich mit größter Spannungsamplitude vorhanden; aber auch die höheren Harmonischen der Sägezahnfrequenz und vor allem die Sägezahn-Grundfrequenz kommen noch ziemlich stark durch. Ist die hierdurch bedingte Verzerrung der ω_0 -Spannung unzulässig hoch, so muß durch nochmalige Siebung oder durch geeignete andere Maßnahmen der Oberschwingungsgehalt weiter verringert werden.

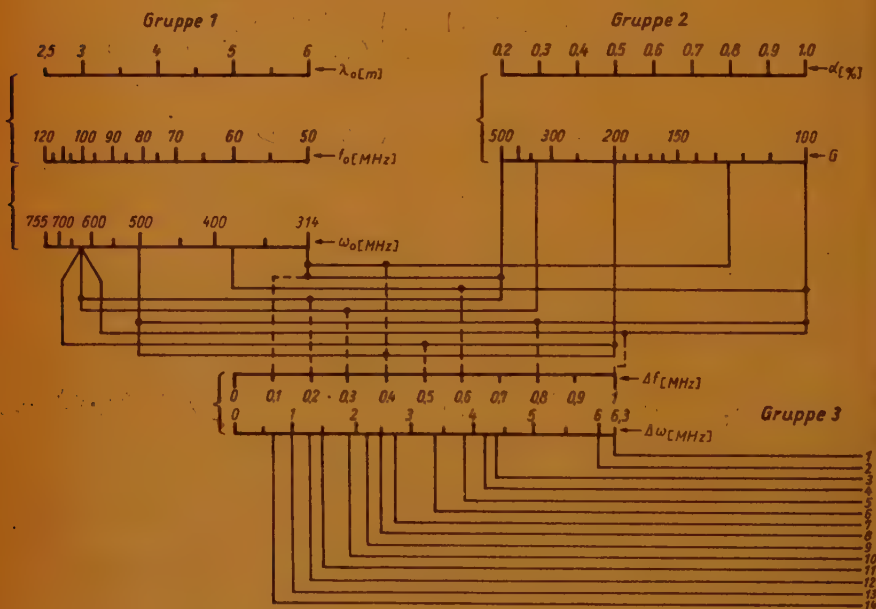
Die hier angestellten Überlegungen können sinngemäß auch auf den Reihenresonanzkreis angewandt werden.

Das Multinomogramm

Eine einfache Methode zur mehrdimensionalen Darstellung abhängiger Größen

Die bekannten Darstellungsarten

In der praktischen Mathematik gibt es verschiedene Möglichkeiten zur grafischen Darstellung von Funktionen. Die einfachste Form, die in der Abhängigkeit einer Größe von einer anderen besteht, wird durch eine ebene Kurve wiedergegeben, die im einfachsten Fall eine Gerade ist, die bekanntlich durch zwei Punkte festgelegt wird.



Schwieriger wird die grafische Darstellung schon, wenn eine Funktion in Abhängigkeit von zwei anderen unabhängigen Größen gegeben ist. Hierfür gibt es folgende Darstellungsarten:

1. Die parameterförmige Darstellung betrachtet zunächst die erste Unabhängige als Konstante und zeichnet die sich ergebende Kurve als Funktion der zweiten Unabhängigen. Dann verändert man den Zahlenwert der ersten Unabhängigen um einen kleinen Betrag und zeichnet wiederum die Kurve als Funktion der zweiten Unabhängigen usw. Hierbei erhält man eine Schar von Kurven, bei der die erste Unabhängige als Parameter bezeichnet wird. Diese Darstellung hat als Vorteil eine große Übersichtlichkeit, als Nachteil die sprungweise Änderung der Parameterwerte.

2. Die dreidimensionale Darstellung liefert eine stetige Darstellungsart durch die Verwendung von drei räumlichen Koordinaten. Hierbei entstehen landschaftsähnliche Reliefs (Gebirge und Täler). Dem Vorteil der stetigen Darstellung steht hierbei die Schwierigkeit in der Herstellung dieser räumlichen Gebilde und ihre geringere Übersichtlichkeit, namentlich für den weniger Geübten, gegenüber.
3. Eine andere stetige Methode zur Darstellung solcher Funktionen besteht in der Anfertigung von Nomogrammen mit zwei oder drei Leitern.

Diese Darstellungsart hat den wesentlichen Vorzug der Stetigkeit der Variablen, verbunden mit großer Übersichtlichkeit. Auch die Herstellung solcher Nomogramme ist selbst für den mathematisch weniger Vorgebildeten relativ leicht.

Schwieriger jedoch wird die Darstellung, wenn es sich nicht um drei, sondern um mehr

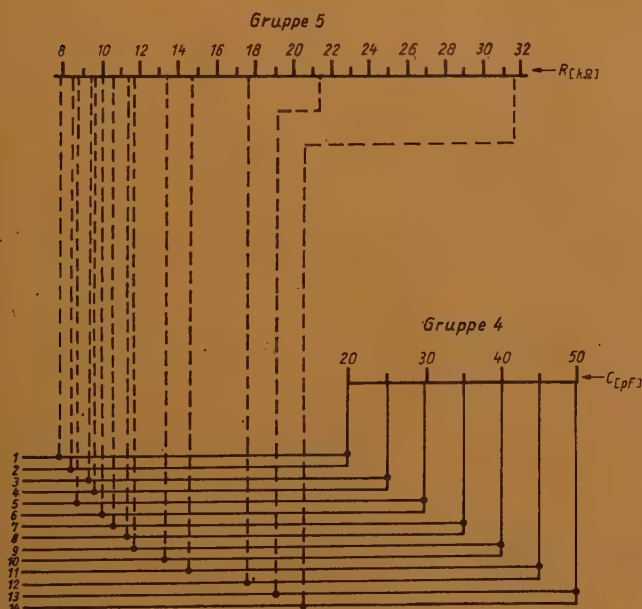


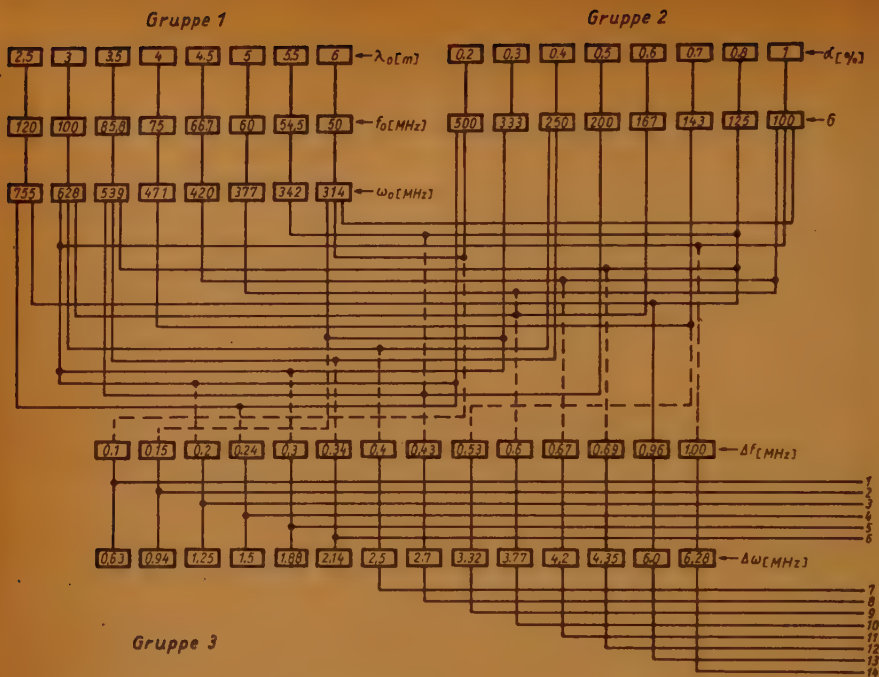
Abb. 1.
Multinomogramm

Variable handelt. Diese Schwierigkeit wächst naturgemäß mit steigender Zahl der Veränderlichen.

Im folgenden soll nun ein einfaches Verfahren beschrieben werden, mittels dessen man beinahe beliebig viele Veränderliche, die gegenseitig in beliebiger Abhängigkeit voneinander stehen können, grafisch übersichtlich darstellen kann.

Wie aus der Bezeichnung „Multinomogramm“ hervorgeht, handelt es sich um eine Kombination von Nomogrammen, deren Beziehungen zueinander durch Schaltlinien festgelegt werden.

Die Erläuterung geschieht am besten mittels eines einfachen Beispiels aus der UKW-Technik.



Bekanntlich hat der Resonanzwiderstand von hochfrequenten Schwingungskreis^{en} zur Kreiskapazität C und zur absoluten Bandbreite Δf folgende Beziehung:

$$R = \frac{1}{C \cdot 2 \pi \cdot \Delta f} \quad (1)$$

Die absolute Bandbreite Δf erhält man aus der Dämpfung des Schwingungskreises:

$$\Delta f = d \cdot f_0 \quad (2)$$

Hierin bedeutet f_0 die Abstimmungsfrequenz. Die Beziehung zur Kreisfrequenz ergibt sich aus:

$$\omega_0 = 2 \pi f_0 \quad (3)$$

und

$$\Delta \omega = 2 \pi \Delta f \quad (4)$$

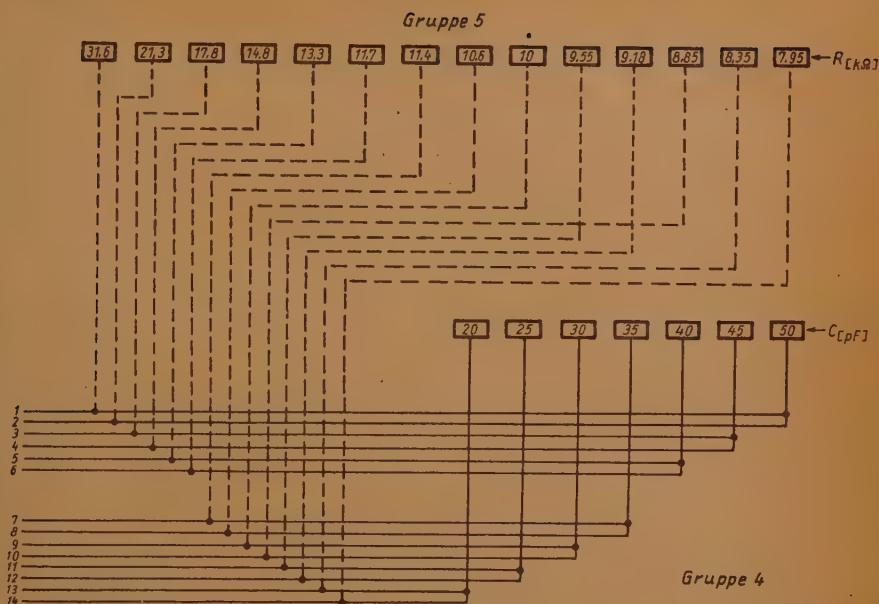
Außerdem gilt für die Güte des Resonanzkreises:

$$G = \frac{1}{d} \quad (5)$$

Die Wellenlänge λ_0 , mit der man in der UKW-Technik lieber rechnet, ergibt sich aus:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} = \frac{2 \pi c}{\omega_0} \quad (6)$$

Abb. 2.
Multinomogramm für spezielle Zwecke



Durch diese noch relativ einfachen Beziehungen erhalten wir jedoch schon neun Variablen, deren Darstellung mittels der üblichen Verfahren zumindest Schwierigkeiten bereiten dürfte.

Abb. 1 zeigt die Darstellung dieser neun Größen im Multinomogramm.

Für die Aufstellung solcher Multinomogramme gelten allgemein folgende Richtlinien:

1. Zweckmäßigerweise werden vor Aufstellung des Diagramms alle Variablen in Gruppen aufgeteilt, wobei man zwischen unabhängigen und abhängigen Gruppen unterscheidet.
2. Die in einer Gruppe zusammengefaßten Größen stehen zueinander in maßstäblichen Beziehungen.

In Abb. 1:

Gruppe 1: λ_0, f_0, ω_0	unabhängig
Gruppe 2: d, G	unabhängig
Gruppe 3: $\Delta f, \Delta \omega$	abhängig
Gruppe 4: C	unabhängig
Gruppe 5: R	abhängig.

Zwischen ihnen bedarf es keiner Schaltlinien, da sich die entsprechenden Werte aus der senkrechten Verbindungslinie ergeben. Theoretisch könnte man z. B. λ_0, f_0 und ω_0 auf einer Leiter unterbringen, jedoch würde dadurch die Übersichtlichkeit stark vermindert.

3. Die Beziehung zweier Gruppen zur dritten geschieht durch die Verbindung eines Zahlenwertes der ersten mit einem Zahlenwert der zweiten Gruppe mittels einer Schaltlinie und durch Abzweigung von dieser Schaltlinie zur dritten Gruppe, wobei die Stelle der Abzweigung durch einen Punkt analog dem elektrischen Schaltbild gekennzeichnet wird. Die Abzweigung wird zur Verringerung der Schaltlinien zweckmäßigerweise besonders gekennzeichnet, z. B. farbig oder gestrichelt. Hierdurch ist man in der Lage, von einem Zahlenwert der ersten Gruppe mehrere Schaltlinien nach verschiedenen Zahlenwerten der zweiten Gruppe zu ziehen. Ohne besondere Markierung der Abzweiginie müßte man die entsprechende Anzahl Schaltlinien zu dem Zahlenwert der ersten Gruppe ziehen.

Um die Genauigkeit bzw. Übersichtlichkeit zu erhöhen, kann man natürlich wie beim Nomogramm logarithmische oder beliebige andere Maßstäbe verwenden. Im vorliegenden Beispiel nach Abb. 1 hätte man für die R-Leiter auch eine logarithmische verwenden können. Die Entscheidung hierüber wird naturgemäß von den praktischen Erfordernissen beeinflusst. Wünscht man z. B. eine größere Anzahl von R-Werten zwischen $8 \dots 12 \text{ k}\Omega$ bei gleichbleibender Anzahl zwischen $12 \text{ und } 30 \text{ k}\Omega$, dann wird man besser eine logarithmische Leiter verwenden, weil hierdurch der Bereich der kleinen R-Werte gegenüber dem der größeren auseinandergezogen wird. Die Leitern selbst kann man für die Herstellung größerer Multinomogramme aus dem entsprechenden Millimeter-Logarithmen- oder anderem Papier ausschneiden und auf weiße Bogen, die zum schnelleren Zeichnen der Schaltlinien zweckmäßigerweise kariert sind, aufkleben.

Anwendungsgebiete

Eine Vereinfachung bei der Zeichnung solcher Diagramme ergibt sich, wenn man von vornherein die Intervalle für die verschiedenen Größen festlegt. So wird z. B. für die Fernsehtechnik nicht der gesamte UKW-Bereich, sondern nur der entsprechende Abschnitt des Wellenbereichs interessieren. Die Zahl der Anwendungsgebiete für dieses Verfahren ist groß. Neben der Hochfrequenztechnik sind es in erster Linie die Physik und alle Gebiete der Technik, in denen eine anschauliche Darstellungsart mehrerer Größen gefordert wird. Insbesondere für die Aufstellung von Projekten, in denen die Gegenüberstellung mehrerer Größen, die zueinander in gegenseitiger Abhängigkeit stehen, nötig ist, wird das Multinomogramm von großem Wert sein.

Handelt es sich hierbei um Projekte, bei denen in den verschiedenen Gruppen feste Zahlenwerte vorkommen, dann kann man zur Darstellung auch eine Abart des Multinomogrammes verwenden, bei der an Stelle der Leitern kleine Kästchen mit den festen Zahlenwerten gezeichnet werden.

In Abb. 2 ist für dasselbe Beispiel ein solches spezielles Multinomogramm gezeichnet, wobei alle Regeln dieselben bleiben.

FELIX GRAMMELSDORFF und Dr. WALTER GUCKENBURG

Klassifizierung der Magnettonträger

(Ein Beitrag zur Normung)

1. Notwendigkeit der Normung

Die Normung ist mit der rasch ansteigenden Anwendung der Schallaufzeichnungen auf Magnetband und Magnetdraht dringend notwendig. Sie soll einerseits einer sicheren Bewertung der Schallträger dienen und andererseits eine Grundlage für die Einheitlichkeit des Betriebes der Magnettongeräte bieten. Während der Gütenachweis für alle Verbraucher von Bedeutung wäre, würde eine einheitliche Feststellung der Betriebswerte der Lautträger im Betrieb der Rundfunksender, der Tonfilmherstellung, im Arbeitsverfahren der Schallplattenindustrie und bei der Arbeit in den Tonfilmstudios von besonderem Nutzen sein. Die Möglichkeit der vorherigen Kenntnis der einzustellenden Stromstärken der Hochfrequenz und der Modulation am Tongerät, der erforderlichen Höhenanhebung und Lautstärkeregelung erleichtert und sichert die unverzügliche Einhaltung eines geradlinigen Frequenzganges und der größtmöglichen Dynamik.

2. Erwägungen auf diesem Wege

Vom Fachnormenausschuß Elektrotechnik — Schallaufnahme und -wiedergabe — wird die Aufgabe verfolgt, als Bezugsbasis für Frequenzgang und Empfindlichkeit der Magnettonbänder in Zusammenarbeit mit der Industrie ein Testband [7] zu schaffen. Eine notwendige Ergänzung dieser Bezugsbasis ist die Verwendung eines genormten Bezugskopfes, um den linearen Frequenzgang über den ganzen Bereich und den wirkungsvollsten Betrieb von der Aufnahme bis zur Wiedergabe zu sichern. Diese Normung ist für diejenigen Fälle besonders dringend, in denen Aufnahme und Wiedergabe nicht allein mit einem einzigen Gerät, sondern — wie in der Regel — nacheinander mit zwei verschiedenen Geräten abgewickelt werden müssen.

Ein neuer Vorschlag sucht die Lösung dieser Aufgabe in der ausschließlichen Anwendung einer genormten Tabelle, die in geeigneten Abstufungen nach den Werten der Naturkonstanten λ_1 der Schallträger unterteilt ist und sich in jeder Stufe nach den Betriebswerten und der Größe des magnetischen Flusses gliedert, der in den Kern des Hörkopfes übertritt. Als Naturkonstante tritt die Wellenlänge dort auf, wo die Amplitude im Frequenzgang infolge der Selbstentmagnetisierung im Schallträger auf $1/e$ ihres ursprünglichen Wertes (s. Abb. 1) abgesunken ist [1], [7]. Sie ist für den Lautträger bei allen Laufgeschwindigkeiten v die gleiche. Weder ein Testband noch ein genormter Bezugshörkopf werden auf dem einzuschlagenden Wege gebraucht. Gangbar erweist sich dieser Weg an Hand physikalischer Überlegungen und der Durchführung einer beschränkten Reihe von Messungen und ihrer grafischen Auswertung, und er führt zu einer sicheren Unterscheidung der Lautträger. Die Anforderungen an die Meßmittel und die Meßgenauigkeit halten sich bei diesem Verfahren im gewohnten Rahmen.

3. Der Bestimmungsort von λ_1

Jedem Schallträger haftet ein λ_1 -Wert als Naturkonstante an, der sich aus der Gesetzmäßigkeit des Frequenzganges des äußeren Bandflusses Φ_A entsprechend der Beziehung $\Phi_A = \frac{1}{e} \Phi_{A0}$ ergibt (Abb. 1).

Dieser Wert wird aber durch Einflüsse überdeckt, die beim bewegten Lautträger aus verschiedenartigen Ursachen herrühren. Sie sind bekannt als Spaltfunktion am Hörkopf, als Eisen-Kupferverluste der beiden Magnetköpfe, als Verlust durch die Frequenzabhängigkeit der Hochfrequenz-Vormagnetisierung und durch Formänderung des Aufsprechfeldes mit der Modulationsfrequenz, ferner als Einflüsse unterschiedlicher Permeabilität und Dicke der Lautträger. Ihre Dämpfungsanteile sind sehr unterschiedlich, was sich an einer späteren Stelle in der Grundgleichung herausstellen wird. Während diese Überdeckungseffekte die direkte Feststellung von λ_1 verhindern und zu einem Umweg nötigen, auf dem die einzelnen Dämpfungsglieder erfaßt werden müssen, um λ_1 feststellen zu können, bietet die Reihe der erforderlichen Messungen die Möglichkeit, einheitliche Vorschriften für den Betrieb der Lautträger aufzustellen, die in jedem Anwendungsfall Geltung haben. Aber noch andere störende Einflüsse treten bei den Messungen auf und sind besonders zu beachten. Das sind mechanische Mängel des benutzten Magnetongerätes, die eine zusätzliche Dämpfung verursachen können. Sie sind bei den Messungen an der Unruhe des Ausschlages des Anzeigergerätes bemerkbar. Sie werden verursacht durch eine unvollkommene Flächenhaftung des Lautträgers am Kopfspalt oder durch ein schädliches Flattern des Lautträgers. Sie müssen zur Vermeidung einer Fehlmessung beseitigt werden.

Zur Darstellung der vorliegenden Zusammenhänge sei nochmals auf die Definition von λ_1 zurückgegriffen, die besagt, daß infolge der Selbstentmagnetisierung im Träger bei der Wellenlänge λ_1 das Verhältnis des gedämpften Anteiles des äußeren Trägerflusses Φ_A zum ungedämpften äußeren Fluß Φ_{A0} ein Neper beträgt, falls die sonstigen Dämpfungseinflüsse außer Ansatz bleiben. An dieser Stelle der Betrachtung ist also

$\Phi_A = \frac{1}{e} \Phi_{A0}$. Das gleiche gilt wegen der gemeinsamen Gesetzmäßigkeit, die den

Frequenzgang sowohl des induzierenden Flusses als auch den der induzierten Spannung im Hörkopf beherrscht, also bei λ_1 auch für das Verhältnis der gedämpften Spannung E

zu der ungedämpften des linearen Anstieges E_0 . Also ist an dieser Stelle $E = \frac{1}{e} E_0$.

Dem λ_1 auf dem Lautträger entspricht das am Hörkopf erzeugte f_1 am Ort der Maximalamplitude des Frequenzganges [2]. Wie sich aus dem Vorstehenden herleitet, liegt für jeden beliebigen Lautträger demnach bei der Wiedergabe das Maximum seines Frequenzganges, wenn man ihn sich nur von der Selbstentmagnetisierung bestimmt denkt,

auf der Geraden $\frac{1}{e} k \Psi f$. Diese ist eine Parallele zu dem linearen Frequenzanstieg, der

nach dem Gesetz $E \approx k \Psi f$ verläuft. Ψ ist der vom Band in dem Hörkopf induzierte Fluß, k ein Faktor. Man betrachte hierzu den oberen Teil der Abb. 2a. Wird der gemessene Frequenzgang (Kurve 6) und der Frequenzgang eines Schallträgers nach der e -Funktion (Kurve 2), zum Beispiel unter der Annahme eines $\lambda_1 = 100 \mu$, auf-

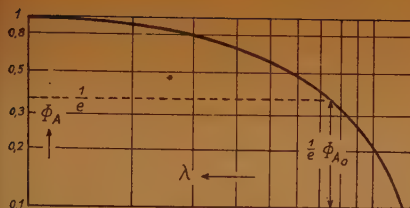


Abb. 1. Ablauf der Dämpfungsfunktion $e^{-\lambda_1/\lambda}$

Rechts: Abb. 2 a und 2 b.

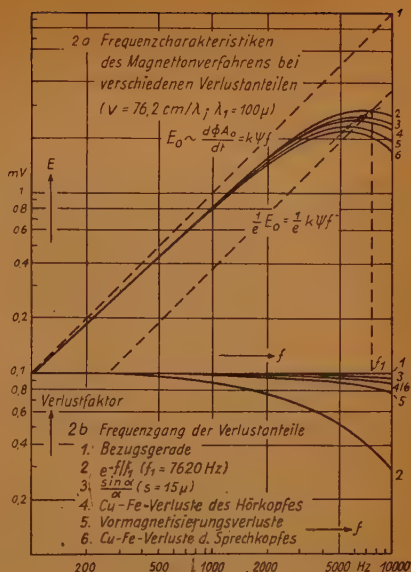
gezeichnet, so findet man das nicht unmittelbar meßbare λ_1 auf dem Schnittpunkte der Kurve 2 mit der Parallelen, nämlich im Maximum dieser Kurve. Zu ihm gehört f_1 . Und es ist $\lambda_1 = v/f_1$ die zugehörige Wellenlänge auf dem Lautträger an dieser Stelle. Das ist die fundamentale Feststellung. Das Maximum der gemessenen Kurve 6 des zu untersuchenden Schallträgers liegt infolge der bereits angeführten zusätzlichen Dämpfungen und der weiteren unterschiedlichen Einflüsse der Eigenschaften des Schallträgers unterhalb des Schnittpunktes und stets außerhalb der Parallele. Der Abstand dieser beiden auseinanderliegenden Maxima wird durch stufenweise Darstellung der Dämpfungsanteile verringert und endet, wie gezeigt werden soll, in einer sehr genauen Bestimmung der Naturkonstanten λ_1 des Schallträgers auf der Parallele.

Die dennoch verbleibende Toleranz wird eine enge Stufung der geplanten genormten Tabelle erlauben.

Um bei den folgenden Darlegungen die richtige Anschauung zu wahren, ist es notwendig, sich die Linearität des Frequenzganges im Gerät als die Grundlage des Magnettonverfahrens vor Augen zu halten. Das will besagen, daß bei dem Austausch eines Lautträgers an einem Magnetongerät nur der Unterschied der Eigendämpfung des neu zu wählenden gegen den ursprünglichen Lautträger zu berücksichtigen ist, dessen Eigendämpfung $f_e^{-\lambda_1/\lambda}$ dem Entwurf des Tongerätes zugrunde gelegen hat. Die sonstigen Dämpfungsanteile des Verfahrens werden beim Wechsel der Lautträger nicht geändert und dürfen bei den angestellten Betrachtungen unbeachtet bleiben.

4. Ermittlung der ansteigenden Maxima von nacheinander aufgezeichneten Frequenzgängen

Vor der Erläuterung des weiteren Vorgehens zur Gewinnung des Schnittpunktes, der λ_1 ergeben soll, zeigt die nachstehende, nunmehr erweiterte Grundgleichung des Magnettones [2] im Umriß den hier im folgenden zur Darstellung kommenden Untersuchungsgang, der dahin gerichtet ist, die Normung unmittelbar dem Bedürfnis des Betriebes der Magnetongeräte dienstbar zu machen. Die Dämpfungsanteile sind



Faktoren in diesem Ausdruck für die Spannung des Hörkopfes. Sie alle sind frequenzabhängig.

$$E = \psi_0 f e^{-\lambda_1/\lambda} \frac{\sin \alpha}{\alpha} F(\text{Cu, Fe}) F(\text{Hf}) F(i_{\text{mod}}) F(\mu, d) \quad (1)$$

0,27 0,96 0,90 0,80 0,98 0,99

Die Zahlenwerte liegen dem zur Darstellung gewählten Beispiel zugrunde. Sie sind auf die Amplitude der Hörkopfspannung bei der Grenzfrequenz $f_{\text{gr}} = 10\,000$ Hz bezogen. Zur Richtigstellung der verbreiteten Auffassung von dem überwiegenden Einfluß der Spaltfunktion auf die Frequenzcharakteristik des Lautträgers sei der Hinweis erlaubt, daß die Entmagnetisierung auf dem Bande den weitaus größten Anteil beiträgt [2], [5].

Als Ausgangspunkt für die Ermittlung der Naturkonstante λ_1 des Lautträgers dient, wie schon erwähnt, die Aufnahme seiner Frequenzcharakteristik — nämlich der Betriebskurve 6 — in der gewohnten Weise mit konstantem Aufsprechstrom, optimaler Hochfrequenz und einer beschränkten Aussteuerung, um die Eindeutigkeit der aufzunehmenden Frequenzgänge zu sichern und damit den λ_1 -Wert genauestens zu bestimmen. Darauf werden der Kurve 6 die Aufnahmen der einzelnen Dämpfungsverläufe überlagert.

Bei der Übertragung der Kurve 5, das ist der Dämpfungsanteil der Hochfrequenzvormagnetisierung, überlagert sich dem Maximum der Kurve 6 ein neues höheres Maximum. Mit dieser neuen Kurve wird zugleich der Fehler der Betriebskurve eliminiert, der von der Frequenzabhängigkeit der als optimal gewählten Hochfrequenzamplitude herrührt.

Das nächste Maximum bringt die Kurve 4, in der die Eisen-Kupferverluste des Sprech- und Hörkopfes zusammengefaßt sind.

Darauf folgt die Kurve 3 des Dämpfungsverlaufes der Funktion $\frac{\sin \alpha}{\alpha} = \sin \pi s f : \pi s f$.

Die exakte Darstellung ihres Verlaufes setzt die genaue Feststellung des wirksamen Hörkopfspaltes s voraus, für den nicht allein seine Größe, sondern auch seine Lage zur Laufriechung des Schallträgers und die Beschaffenheit seiner Kanten maßgebend sind.

Das letzte Maximum, das eine Annäherung an den gesuchten Schnittpunkt mit der Geraden $\frac{1}{e}$ f erbringt, erreicht man mit der Kurve 2a, in der zunächst die restlichen

Dämpfungseinflüsse zusammengefaßt sind und die wegen der geringfügigen Abweichung mit der Kurve 2 nahezu zusammenfällt. Es sind dies die Verluste durch Selbstentmagnetisierung im Materialgefüge des Lautträgers, durch die Frequenzabhängigkeit der Feldform am Spalt des Sprechkopfes, durch die Schwankungen der Permeabilität und Schichtdicke der Lautträger.

Nach der Durchführung dieser verschiedenen Messungen, auf die noch im einzelnen einzugehen sein wird, und der Aufzeichnung der Kurven in einem doppellogarithmischen Maßstabe wird, wie man aus der steigenden Annäherung der erhaltenen Maxima in der Abb. 2a ersieht, sich in großer Annäherung das Maximum der Frequenzcharakteristik nach der e-Funktion des untersuchten Lautträgers ergeben. Die auf diesem Wege

gewonnene Bestimmung der Wellenlänge λ_1 erfüllt die Anforderungen des praktischen Betriebes mit großer Genauigkeit. Wie unbedeutend der verbleibende Rest für den Betrieb ist, wird noch nachgewiesen werden. Die Dämpfungskurven 3 bis 6 und die mit dem ermittelten λ_1 -Wert errechnete Kurve 2 der Entmagnetisierungsfunktion $e^{-\lambda_1/2}$ sind in der Abbildung 2b unterhalb der Abszissenachse abgetragen.

5. Wie die Dämpfungsanteile gemessen werden

Zur Ausführung der für diese Aufgabe erforderlichen Messungen sind die Magnettongeräte von verschiedener Herkunft und die Sprech- und Hörköpfe von verschiedenartiger Herstellung zulässig, sofern sie dem zur Zeit erreichten Fertigungsstand hoher mechanischer und physikalischer Ansprüche gerecht werden. Um richtig zu messen, sind lediglich die allgemein gültigen Voraussetzungen für die Magnetisierung der Lautträger zu beachten. Für die Vormagnetisierung ist eine optimale Hochfrequenz zu wählen. Innerhalb der geforderten Grenzfrequenz darf der lineare Frequenzgang von der Tonamplitude 1000 Hz an, in Übereinstimmung mit der Feststellung des Normenausschusses Elektrotechnik, nicht mehr als $\pm 0.5\%$ abweichen. Die Eingangsdämpfung des Wiedergabeverstärkers darf 0.5% nicht übersteigen. Der Verstärkereingang muß daher weit über dem Scheinwiderstand des Hörkopfes hochohmig sein. Bei der Aussteuerung des Lautträgers ist auf die rein sinusförmige Form der Aufzeichnungen zu achten. Der k_3 -Anteil des Klirrfaktors darf 2% nicht übersteigen. Wichtig für die Ermittlung richtiger Meßwerte ist neben den genannten Voraussetzungen ferner eine Vorschrift über den am Hörkopf einzuhaltenden Spannungspegel. Er soll mit etwa der Hälfte der maximalen Aussteuerung des Lautträgers erreicht werden. Da die Hörköpfe mit lamellierte Polkernen und 600 Windungen in ihren Spulen bei $f = 1000$ Hz und voller Aussteuerung $2 \dots 3$ mV Tonspannung liefern, darf angenommen werden, daß auch ähnlich dimensionierte Köpfe mit Sicherheit 1 mV Spannung abgeben werden. Mit dieser Spannung werden klirrfreie Meßergebnisse erlangt.

Bei der Untersuchung der Lautträger in einem Magnettongerät sind die herrschenden Dämpfungseinflüsse, die von den einzelnen Geräteteilen ausgehen und durch die Wechselwirkung der physikalischen Eigenschaften und der Veränderlichkeit der betriebsmäßigen Zustände entstehen, durch die Meßanordnung voneinander zu isolieren und der Messung zugänglich zu machen. Die ihren Messungen scheinbar entgegenstehenden Schwierigkeiten lösen sich bei genauerer Betrachtung durch die Möglichkeit, die einzeln schwer feststellbaren Dämpfungsanteile gruppenweise gemeinsam zu messen. Aus der Gruppenmessung können nachträglich durch Abtragung der einzeln meßbaren Anteile differenzierte Angaben gewonnen werden. In welcher Weise sich die verschiedenartigen Dämpfungen mit dem Magnettongerät messen lassen, stellt sich durch die Kenntnis heraus, welcher Art die jene verursachenden Einflüsse sind. In einzelnen Fällen muß das Meßgerät geeignet sein, die Laufgeschwindigkeit ungefähr im Verhältnis $1 : 20$ zu regeln.

5a. Eisen-Kupferverluste des Hörkopfes und die Dämpfung der Spaltfunktion

Im Hörkopf treten Verluste auf, die teils von der Stromstärke, teils von der Frequenz abhängig sind. Sie einzeln zu messen, wäre wegen der gegenseitigen Abhängigkeit nicht ohne besonderen Aufwand möglich. Unter Zuhilfenahme der Felderregung von einem

bewegten Lautträger erscheinen sie zusammengefaßt als Dämpfung der Hörfkopfs-
spannung. Als Ursache ihrer Entstehung treten auf die Wirbelströme im Hörfkopfkern,
die Ummagnetisierung der Elementarmagnete, die magnetische Nachwirkung der
Weißschen Bezirke [3], der Verlustwiderstand der Spule und vielleicht der Skineffekt.
Einen weiteren Dämpfungsanteil bewirkt die Spaltfunktion des Hörfkopfes, in der sich
die Umsetzung der aufgezeichneten Wellenlänge in die erzeugte Frequenz vollzieht.
Um ihren Anteil feststellen zu können, ist die genaue Kenntnis der wirksamen Spalt-
breite des Hörfkopfes nötig. Aus der Spaltfunktion bestimmt sich alsdann analytisch
der Verlauf der Dämpfung

$$F_1 = \frac{\sin \alpha}{\alpha} = \sin \frac{\pi s}{\lambda} : \frac{\pi s}{\lambda} = \sin \frac{\pi s f}{v} : \frac{\pi s f}{v} \quad (2)$$

Die Spaltbreite s kann man zwar optisch messen, erhält aber nicht die wirksame
Korrektur. Weit genauer ist ihre Feststellung aus der Auslöschfrequenz f_0 des Frequenz-
ganges des Hörfkopfes 2. An den Nullstellen des Frequenzganges ist nämlich die wirk-
same Spaltbreite gleich der den Nullstellen jeweilig zugehörigen Wellenlänge (λ , $\lambda/2$, $\lambda/3$
usw.). Mit Rücksicht auf die Meßgenauigkeit stützt man diese Untersuchung nicht auf
die unscharfen Nullstellen, sondern besser auf das nach der ersten Nullstelle folgende
schärfer erfaßbare Maximum und — falls meßbar — noch auf das nächstfolgende
Maximum.

5b. Eisen-Kupferverluste des Sprechkopfes

Die Eigenverluste des Sprechkopfes gleichen wegen der geringfügigen Unterschiede
annähernd den Verlusten des Hörfkopfes. Über den Einfluß der beim Sprechkopf auf-
tretenden größeren Ströme darf hinweggesehen werden, wenn man in Betracht zieht,
daß der Verlust des Hörfkopfes bei der Grenzfrequenz von 10 kHz noch nicht 10%
beträgt.

5c. Dämpfungsanteil der Hochfrequenz beim Aufsprechen

Die optimale Einstellung des Hochfrequenzmagnetisierungsstromes eines Lautträgers
besteht nur für eine Mittelfrequenz des gewählten Übertragungsbereiches. Für die
tieferen und besonders die höheren Frequenzen dagegen bestehen Abweichungen,
denen zufolge sich das Vormagnetisierungsfeld am Spalt des Sprechkopfes verändert
und der Arbeitspunkt sich auf der Magnetisierungskennlinie des Lautträgers aus seiner
optimalen Lage verschiebt. Daher fällt die remanente Magnetisierung auf dem Träger
von dem optimalen Wert ab, der nur für eine einzelne ausgezeichnete Tonfrequenz
gilt. Als weitere Folge wird durch die Abweichung der Klirrfaktor für einzelne Fre-
quenzen beeinflußt. Die Dämpfungskurve der Hochfrequenzvormagnetisierung läßt
sich auf Grund der Differentialkurven der Einzelfrequenzen [6] feststellen. Es ist die
Kennlinie, die die Abhängigkeit der remanenten Magnetisierung vom Vormagneti-
sierungsfeld darstellt.

5d. Die Aufsprechdämpfung

Das Aufsprechfeld fluktuiert sinusförmig und ändert sich demzufolge in Abhängigkeit
von der Frequenz und der Stärke des Magnetisierungsstromes. Seine Feldform hängt
außerdem von der Spaltbreite des Magnetkopfes ab. Für den Vorgang der Aufzeichnung

der Wellenlänge ist die Ablaufkante dieses Feldes von entscheidendem Einfluß. In diesem außerhalb des Spaltes befindlichen Nachfeld tritt ein Gegenfeld auf und schwächt die auf dem bewegten Laufträger bereits aufgezeichnete Remanenz, wenn die Wellenlänge soweit abgesunken ist, daß $\frac{\lambda}{4}$ die wirksame Spaltbreite s unterschreitet [4]. Das

Aufsprechfeld unterliegt auch dem Einfluß der Eigenschaften der Schicht und der Dicke des Lautträgers. Seine Form und Stärke sind keiner direkten Messung zugänglich. Daher ist auch eine direkte Messung seines Dämpfungsablaufes nicht möglich, so daß seine Darstellung nur indirekt gelingt.

6. Die zulässige Toleranz für λ_1

Ausgehend von der Betriebskurve, die mit optimalen Betriebswerten aufgenommen ist, und von der Kenntnis des Verlaufes der einzelnen Dämpfungsanteile, erhält man bei der grafischen Abtragung der ermittelten Kurven durch ihre einander überlagernden Maxima und die Verbindungsrichtung dieser Maxima als Bestimmungsort für den gesuchten Wert von λ_1 des Lautträgers näherungsweise den Schnittpunkt auf der Parallele, die zum linear ansteigenden Frequenzgang als Begrenzung der Dämpfungen $1 - e^{-1}$ der Maximalamplituden aller Lautträger gleicher Laufgeschwindigkeit gezogen wird. Aus der Lage dieses Schnittpunktes auf der Parallele ist die geringe Streumöglichkeit des zu ermittelnden λ_1 -Wertes in der grafischen Darstellung augenscheinlich. Mit diesem Näherungswert ergibt die Gleichung

$$\Phi_A = \Phi_{A0} e^{-\lambda_1/2} \quad (3)$$

den Ablauf des äußeren Flusses des Trägers.

An dieses Ergebnis knüpft die Frage an, wie weit sich λ_1 nach größeren oder kleineren Werten verschieben darf, um eine den Ansprüchen im Betriebe der Magnettongeräte genügende Übereinstimmung der zur Verwendung kommenden Lautträger zu sichern. Zieht man in Betracht, daß für gute Musik bei der notwendigen Grenzfrequenz von 10 kHz Lautstärkeschwankungen von ± 2 db zulässig sind, die vom menschlichen Ohr nicht empfunden werden, und bestimmt für die Grenzen, in denen der Schnittpunkt wandern darf, die $\Delta \lambda_1$ -Werte, die den zulässigen Abweichungen der Lautstärkeschwankungen entsprechen, so liegt darin ein Maßstab zur sicheren Unterscheidung der Lautträger.

Es ist aber auch offenbar, daß mit der dargestellten Methode, die zur Feststellung der Naturkonstante λ_1 verfolgt worden ist, die optimalen Betriebswerte bekannt werden, die für die einzelnen untersuchten Lautträger und somit für die ganze zugehörige Charge der Lautträger gelten.

Die hier vorausgesetzten, einander entsprechenden Änderungen der ungedämpften, induzierten Spannung des Hörkopfes einerseits und der Naturkonstante λ_1 andererseits — innerhalb des zulässigen Spielraumes von ± 2 db — seien an dem nachstehenden Zahlenbeispiel eingehender betrachtet, das von der Definition

$$\text{db} = 20 \log \frac{E + \Delta E}{E}$$

ausgeht.

Wie aus der erweiterten Grundgleichung (1) des Magnettonverfahrens hervorgeht, entspricht in dem betrachteten Falle einer Änderung der Hörfopfspannung um ± 2 db die Änderung der Funktion $e^{-\lambda_1/\lambda}$ und umgekehrt. Daraus ergeben sich die weiteren Folgerungen.

Zunächst ist an der Vorstellung festzuhalten, daß die angewendete grafische Darstellung des Verfahrens die zulässige obere und untere Grenze für die Konstante λ_1 nur dadurch ergibt, daß eine fiktive Änderung des Exponenten der e-Funktion in der erweiterten Grundgleichung angenommen wird, während alle anderen Dämpfungsanteile feststehen bleiben. Der Wirklichkeit entsprechend

hat der untersuchte Lautträger bei optimaler Betriebsweise gemäß seiner Naturkonstante λ_1 nur den einen feststehenden Frequenzgang und Amplitudenablauf. Nur im Hinblick auf den gegebenen engen Bereich dürfen die übrigen Dämpfungsanteile bei dieser Untersuchung als feststehend und vom veränderten Frequenzgang unbeeinflusst angesehen werden. Über der gemessenen Frequenzkurve mit dem wahren Wert verläuft also als obere Grenze die errechnete Kurve mit $\lambda_1 - \Delta\lambda_1$ und als untere Grenze eine andere mit $\lambda_1 + \Delta\lambda_1$ in der Weise, daß die Änderung der zugehörigen Spannungsamplituden $E \pm \Delta E$ bei der Grenzfrequenz f_{gr} , die hier auf 10 kHz festgesetzt sei, ± 2 db beträgt. Der Betrag von $\Delta\lambda_1$ ermittelt sich dann, wie aus der Abb. 3 ablesbar ist, unter Zugrundelegung des Maßstabes in Dezibel aus der Gleichung der Verhältnisse

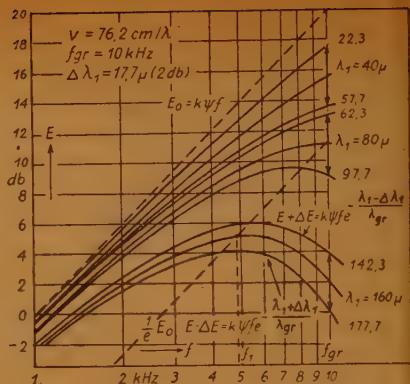


Abb. 8. Frequenzcharakteristiken ($\Delta\lambda_1 = \text{konst.}$ für alle λ) bei gleichem f_{gr} und gleicher Dämpfung von ± 2 db

$$\frac{E \pm \Delta E}{E} = \frac{k \psi f e^{-\frac{\lambda_1 \mp \Delta\lambda_1}{\lambda}}}{k \psi f \cdot e^{-\lambda_1/\lambda}}$$

die sich auf den physikalischen Zusammenhängen des Magnettonverfahrens aufbaut. Danach verläuft der Fluß Ψ im Kern des Hörfopfes proportional dem äußeren Fluß Φ_A des Lautträgers, und beide sind bei den gegebenen Betriebswerten feststehend, so daß gelten darf, daß einer Änderung von E eine funktionelle Änderung von $\Delta\lambda_1$ entspricht. Hat man eine obere Grenzfrequenz f_{gr} gewählt und setzt man für Dezibel die entsprechenden Zahlenwerte der Verhältnisse ein, so ergibt sich bei jeder Laufgeschwindigkeit v aus der obigen Gleichung, in der sich $k \psi f$ herausgehoben hat:

$$e^{\frac{\lambda_1 \mp \Delta\lambda_1}{\lambda_{gr}}} = \pm [2 \text{ db}] e^{-\frac{\lambda_1}{\lambda_{gr}}}$$

Da sich $e^{-\lambda_1/\lambda_{gr}}$ heraushebt, folgt

$$e^{\frac{\Delta\lambda_1}{\lambda_{gr}}} = \pm [2 \text{ db}] = (1,26)^{\pm 1}$$

Somit wird

$$\pm \frac{\Delta \lambda_1}{\lambda_{gr}} = - \ln \frac{1}{1,26} = \ln 1,26$$

und

$$\Delta \lambda_1 = \mp 0,232 \lambda_{gr} \quad (4)$$

Die Veränderung von $\Delta \lambda_1$ für verschiedene Dezibel ist in Tabelle I eingetragen.

$$2 \text{ db} = 20 \log \frac{E + \Delta E}{E}$$

$$\frac{E + \Delta E}{E} = 1,26; \log 1,26 = 0,1$$

db	$\frac{E + \Delta E}{E}$	$\Delta \lambda_1$
2	1,26	$0,232 \lambda_{gr}$
1	1,12	$0,116 \lambda_{gr}$
0,5	1,06	$0,058 \lambda_{gr}$

Tab. I Zahlenbeispiel in Dezibel für $\Delta \lambda_1$

Wegen des + - und - Wertes von $\Delta \lambda_1$ ist zu beachten, daß auf der Abszissen-Achse λ und f gegenläufig sind. Für alle beliebigen Lautträger ist $\Delta \lambda_1$ konstant — wie die Abb. 3 zeigt —, wenn die gleiche Grenzfrequenz f_{gr} und der gleiche db-Wert gilt, der für die vorliegende Untersuchung auf ± 2 db festgesetzt worden ist. Entsprechend der Beziehung $f = \frac{v}{\lambda}$ ist die Wellenlänge λ von der Laufgeschwindigkeit v abhängig.

Auf Grund dieser Bedingung würde $\Delta \lambda_1$ für alle beliebigen Lautträger gleich sein,

Lautträger		$\frac{E'}{E} = \pm 2 \text{ db}, f_{gr} = 10 \text{ kHz}, v = 76,2 \text{ cm/s}$	
λ_1	$\Delta \lambda_1$	λ_1 der oberen Kurve	λ_1 der unteren Kurve
40	17,7	22,3	57,7
50		32,3	67,7
60		42,3	77,7

Tab. II Zulässige Grenzwerte der Lautträger bei ± 2 db Lautstärkeschwankung und der Grenzfrequenz $f_{gr} = 10 \text{ kHz}$ für $v = 76,2 \text{ cm/s}$

wenn das Verhältnis der Geschwindigkeiten der Lautträger dem Verhältnis ihrer λ_1 -Werte gleicht.

Auf der erläuterten Grundlage ist der Wert von $\Delta\lambda_1$ errechnet und in der vorstehenden Tabelle II für verschiedene Lautträger eingetragen, auf denen die Wellenlängen λ mit der Laufgeschwindigkeit $v = 76,2$ cm/s aufgezeichnet worden sind.

Betrachtet man in der grafischen Darstellung 2a die Schnittpunktbestimmung auf der Parallelen durch die e-Funktion und legt das vorstehend ermittelte $\Delta\lambda_1$ für die erreichte Genauigkeit als Maßstab an, so zeigt sich, daß innerhalb des zulässigen Spielraumes

von ± 2 db, der hier bei $\Delta\lambda_1 = 17,7 \mu$ die diskrete Frequenz $f_1 = \frac{v}{\lambda_1}$ von 6500 Hz bis 9300 Hz wandern läßt, die Verwendung einer Reihe unterschiedlicher Lautträger möglich sein wird.

Tab. III Normung der Lautträger: Magnetbänder

λ_1 - Nenn- werte	Zugeordnete Betriebswerte zu jeden der nebenstehenden Nennwerte					
		i_{H1} mA		i_{mod} mA	Höhen- regler	$\Psi_1 \approx \Phi_A$ Gauß
40 μ						
80 μ	Index		Index		Eichung	
120 μ	a	5 10 15	d	4,1 5,5 7,5	- 6 db ↑ - 12 ↓ + 6 db	0,0025 0,005 0,01
160 μ	b	15 20 25	e	7,5 10 12,5	- 6 db ↑ ± 0 ↓ + 6 db	0,01 0,02 0,04
200 μ	c	25 30 35	f	12,5 15 19,5	- 6 db ↑ + 12 ↓ + 6 db	0,04 0,08 0,16
240 μ						
280 μ						

Normung entsprechend auch für Magnetdrähte

Beispiel für die Einordnung eines Lautträgers nach der Tabelle unter Berücksichtigung der Meßwerte aus der methodischen Untersuchung wie der folgenden:

Lautträger	Nr. 1	Nr. 2	Nr. 3
λ_1	160	70	110
i_{Hf}	17	25	14
i_{mod}	8	13	8
Φ_1	0,01	0,03	0,05

Einordnung nach der Tabelle:

Nr. 1 160 be - 12

Nr. 2 80 cf \pm 0

Nr. 3 120 ae + 12

Bemerkung: Die Stufung der λ_1 -Nennwerte ist mit $\pm \Delta\lambda_1 = 20 \mu$ statt $\Delta\lambda_1 = 17,7 \mu$ durchgeführt. Somit zählt jeder Nennbereich von -0 bis $0,9$, z. B. von 80 bis $119,9 \mu$.

(Fortsetzung folgt)

* * *

Berliner Arbeitstagung „Fernsehen“

Im Anschluß an die Vortragsreihe „Fernsehen“ veranstaltete das Außeninstitut der Technischen Universität Berlin-Charlottenburg vom 3. bis 6. 3. 1952 eine Arbeitstagung, die außergewöhnlich stark besucht war. Maßgebende deutsche wie auch ausländische Spezialisten beleuchteten in ihren Vorträgen die gegenwärtige technische Situation des Fernsehens, wobei sich durch lebhaftes Diskussionen weitere Gesichtspunkte ergaben. Die aktuellen Referate über neue Fernseh-Antennen-Konstruktionen konnten durch Besichtigung der Anlagen in Nikolassee und am Funkturm unterbaut werden, während die Besichtigung der Studioanlagen in Tempelhof die noch bestehenden Kamera-Beleuchtungs-Schwierigkeiten zur Diskussion stellte. Die erwähnten Antennenkonstruktionen waren außerdem als Modelle auf einer Fernseh-Ausstellung des Instituts für Schwingungsforschung zu sehen, ferner der gegenwärtige Stand der Fernschröhen-Entwicklung und eine Übersicht über das noch neue Gebiet der Fernschmeßtechnik. Eine Fernsehstraße zeigte die Serien-Ausfall-Muster von 10 Firmen, die ein beachtliches Maß von Stabilität gegen Störungen und hohe Bildgüte aufwiesen.

Über den Inhalt der Vorträge sei wie folgt berichtet:

Dr. R. Urtel, Pforzheim

Farbfernsehen

Die Problemstellung des Farbfernsehens ist gegenwärtig von zwei Gesichtspunkten her zu sehen, von der Bandbreite und der Registertechnik, welche letztere auch beim Farbendruck wesentlich ist, nämlich die drei Farbauszüge ohne Farbsäume zur Deckung zu bringen. Das Blau-, Rot- und Grünbild läßt sich nach dem Zeit- oder Frequenzmultiplex übertragen, d. h. Schachtelung der drei Kanäle in der Zeit oder der Frequenz, oder man kann auch vom Zeitfolge- und vom Simultanverfahren sprechen. Einfacher ist das Zeitfolgeverfahren, das beim Zeilensprungverfahren so aussieht, daß man die drei Farbteillbilder zweimal hintereinander den Zyklus durchlaufen läßt, um drei vollständige Bilder zu erhalten. Schwierig ist die Beseitigung des Farbfälmmerns, weil bei der elektrischen Abbildung einer einzigen Grundfarbe während der folgenden zwei Teilbilder Dunkelheit herrscht. Das zwingt zu einer höheren Bildwechselzahl, die beim CBS-System z. B. 144 statt 60 beträgt. Das muß frequenzmäßig wieder gutgemacht werden durch Herabsetzen der Zeilenzahl von 525 auf 441. Leider ist es eine trügerische Hoffnung gewesen, daß die Schärfe des Bildes durch einen zusätzlichen Informationsinhalt der Farbe verbessert würde. Die nachträgliche Schärfteerhöhung durch den Trick von Einschwingverzerrungen bringt nur unwesentlichen Gewinn. Ein weiteres Problem ist die Meisterung der Farbsäume, die besonders bei raschen Bewegungen auftreten, z. B. Fliegen eines Tennisballs.

In der Einsparung von Bandbreite war der entscheidende Schritt der Vorschlag der mixed highs. In der Erkenntnis, daß das Schwarz-Weiß-Bild allein bereits das Detail — als die Information — erkennen läßt, genügt es, gewissermaßen eine Federzeichnung zu übertragen und nachträglich in einer Art Aquarelltechnik zu kolorieren. Die ausgefilterten hochfrequenten Anteile aus allen drei Farben werden zusammengemischt. Jeder Farbkanal hat nur 0,1 MHz zu übertragen. Zum Bandbreitenbedarf der einzelnen Farben ist zu sagen, daß die höchsten Anforderungen an Schärfe an Grün gestellt werden, weniger an Rot, am wenigsten an Blau. Eine aussichtsreiche Lösung der Farbabbildungsübertragung mit großem Bandgewinn stammt von Loughreen (Hazeltine), der das RCA-Punktfolgeverfahren für die Farbe umgedeutet hat.

Das Registerproblem ist besonders schwierig beim Zeilenfolgeverfahren, weil hier auf die Deckung der optischen Mittel und auch die Ablenkung von drei verschiedenen Strahlen bzw. die Linearität eines Ablenkfeldes zu achten ist. Beim Simultanverfahren — Dreifarbenröhre der RCA *) ist die Deckung grundsätzlich gelöst. Zweckdienlich ist die von Flechsig 1938 vorgeschlagene Maskierungsmethode zur Farbauswahl.

Noch wenig gelöst sind die Probleme auf der Aufnahmeseite. Unbeholfen ist die Technik mit drei Kameras, die alle Schwierigkeiten des elektrischen und optischen Registerproblems mit sich bringt. Auch die Farbbild-Abtastung hat bisher keine befriedigende Lösung gefunden.

*) Journ. Inst. of Radio Eng. 1951, Oktober.

Weitverbindungen, Röhrentechnik und Rauschprobleme

Der Vortragende diskutiert die Anforderungen an Höchstfrequenzröhren für Weitverbindungen mit sehr breitem Übertragungsbereich, ausgehend von den Beziehungen für Streckendämpfung und Rauschabstand unter Berücksichtigung des Modulationsverfahrens.

Unter den vorhandenen fremdgesteuerten Senderröhren sind Elektronenwellen-Röhren und fremdgesteuertes Travelling-Wave-Magnetron technisch uninteressant oder z. Z. für einen Einsatz nicht geeignet. Das Klystron ist unbefriedigend hinsichtlich Übertragungsbereich, Laufzeitverzerrungen und Frequenzstabilität. Moderne Scheibentrioden genügen den Ansprüchen hinsichtlich Gewinn (10 db), Leistung (0,5 W Dauerstrich), Bandbreite (50...100 MHz), Phasenverzerrungen. Die Gesichtspunkte der Dimensionierung (sehr kleine Elektrodenabstände, Katoden höher zulässiger Strombelastung, Einfluß der Kreiseigenschaften) wurden behandelt, Daten vorhandener Röhren angegeben. Für die Travelling-Wave-Röhre (TWR) wurde gezeigt, daß die primitive Theorie des Mechanismus dieser Röhre durch die Berücksichtigung einiger wesentlicher Zusatzeffekte (Raumladungsdefokussierung) ergänzt werden muß. Dann ist Berechnung der linearen Eigenschaften in guter Übereinstimmung mit dem Experiment möglich. Die Gesichtspunkte der Erzielung hoher Leistung und hohen Wirkungsgrades des TWR wurden diskutiert. Die Daten moderner TWR zeigen deren wesentliche Überlegenheit über Trioden (Gewinn 20...40 db, Leistung 3...10 W, Bandbreite > 100 MHz). Nachteilig sind die höhere Betriebsspannung (1 bis 2 kV), die Röhrenform und das erforderliche Magnetfeld.

Bei Dezimeter- und Zentimeterwellen ist heute der äußere Störpegel (kosmisches Rauschen) verschwindend klein gegen den inneren Rauschpegel bester Empfänger. Weitverkehrs-Empfänger benutzen z. Z. als Eingangsstufe stets Kristalldetektoren in Mischschaltung (Rauschzahl etwa 20). Vorverstärkung ist möglich mit Triode und Travelling-Wave-Röhre bei angenähert gleicher Rauschzahl wie Detektor. Im Prinzip wäre damit Relaisverstärkung frequenzmodulierter Signale ohne Zwischenträger durchführbar. Die Schwingungsvorgänge in gittergesteuerten Röhren einerseits, TWR andererseits, erfordern grundsätzlich verschiedene Betrachtungen. Bei gittergesteuerten Röhren gibt die klassische Laufzeittheorie für die Rauschzahl Beziehungen, die einigermaßen mit gemessenen Werten übereinstimmen. Auf dabei auftretende Probleme wie Kohärenz oder Inkohärenz

von Gitter und Anodenrauschstrom, Emissionsrauschen wird eingegangen. In Elektronenstrahlen ändern sich Dichte- und Geschwindigkeitsschwankungen periodisch längs des Strahls. Diese Erscheinung kann als Schwebungsvorgang von Raumladungswellen erklärt und berechnet werden. Auf dieser Grundlage lassen sich neue Vorstellungen über das Rauschen der TWR entwickeln und läßt sich deren Rauschzahl berechnen. Diese Theorie trägt im Gegensatz zu früheren Berechnungen den Geschwindigkeitsschwankungen in Elektronenstrahlen Rechnung. Ergebnisse und Folgerungen wurden behandelt.

Prof. Dr. F. Kirschstein, Darmstadt

Gegenwärtiger Stand der internationalen Normung

Nach der gegenwärtigen Situation wird die Normung des Fernsehens zu dessen Existenzfrage, denn von der Vereinheitlichung ist die Größe des Absatzgebietes und damit die Rentabilität abhängig. Leider haben die Bemühungen des CCIR zu einer Weltnorm nicht geführt, statt dessen sind vier verschiedene Schwarz-Weiß-Systeme und ein Farbsystem registriert worden. Einheitlich ist bei allen nur das Bildformat 4:3, Abtastung von links nach rechts und oben nach unten. Die Teilbildfrequenz soll unabhängig vom speisenden Netz sein. Hemmend für die weiteren Normbestrebungen ist, daß die Engländer für ihren Fernsehdienst (seit 1936) mit 405 Zeilen bereits eine halbe Million Empfänger im Betrieb haben und die Amerikaner mit 525 Zeilen sogar 15 Millionen. Der Vortragende stellt die Überlegung an, ob man nicht mit der europäischen (Gerber-) Norm, die noch nicht durch hohe Empfänger-Anlagen gebunden ist, einen Anschluß an die amerikanische Norm finden kann, aber man kann es nicht riskieren — trotz der Genfer Empfehlung der Netzunabhängigkeit — von 50 auf 60 Bildwechsel überzugehen, da man noch nicht weiß, wie man den Bildfehler infolge des Netzbrumms beherrschen wird. Auch will man den Verlust an Zeilenzahl nicht zugestehen. Der Flimmerwirkung will man durch ein Nachleuchten der Bildschirme begegnen und kommt übereinstimmend zu der Auffassung, daß ein Abklingen der Leuchtwirkung der Phosphore während einer Teilbildabtastung auf 10 Prozent das richtige Maß ist, ohne daß Fahnenbildung auftritt. Unangenehm ist es, wenn Phosphore verwendet werden, die einfarbig leuchten, und da empfiehlt sich dann, einen Leuchtstoff in der Komplementärfarbe zu verwenden, um zu weißen Bildern zu gelangen. Diese Überlegungen stimmen dafür, daß man bei 50 Bildwechseln bleiben soll. Weiterhin haben die Versuche des Vortragenden mit der Abbildung von verschiedenen

Zeilenzahlen mit dem Bildtelegraphen ergeben, daß mit der Projektion solcher Bilder im Kino 400 Zeilen vollauf ausreichend sind und somit das französische Argument für die 800 Zeilen im Hinblick auf die Großprojektion entfällt. Sitzt man im Kino nicht zu dicht an der Leinwand, so erscheinen die Unterschiede zwischen 400, 600 und 800 Zeilen überhaupt geringfügig. Ferner ist es aufschlußreich, die ideale „Schachbrettfrequenz“ dem tatsächlich ausgestrahlten Seitenband gegenüberzustellen. Es zeigt sich dann, daß mit steigender Zeilenzahl die Übertragungsfrequenz auch relativ erheblich ansteigt, nämlich von 400 auf 800 Zeilen um das Dreifache. Ausgerechnet aus einer französischen Schätzung (Chordonnier) geht hervor, daß man für das Verhältnis Güte zu Kostenaufwand ein Optimum bei 625 Zeilen findet. — Nach diesem Überblick deutete der Vortragende die verschiedenen Vorschläge zur bevorstehenden Stockholmer Konferenz, insbesondere das französische Angebot, die Kanalbreite von 14 auf 8,4 MHz herabzusetzen, d. h. unter Beibehaltung der 819 Zeilen die elektrische Grenzfrequenz zu reduzieren.

W. Berndt, Berlin

Die Antennenanlagen der Fernseh-Rundfunksender

Bei den heute üblichen Verfahren der Bild- und Tonmodulation besteht eine Fernsehseendeanlage in den meisten Fällen aus den folgenden drei wesentlichen Einzelelementen:

1. Bildsender,
2. Tonsender,
3. Antennenanlage.

Die Antennenanlage reicht also von den getrennten Ausgängen des Bild- oder Tonsenders bis zur Spitze der eigentlichen Strahleranordnung. Sie hat die folgenden Aufgaben zu erfüllen:

1. Getrennte Entnahme der Leistung von Bild- bzw. Tonsender ohne gegenseitige Rückwirkung und ohne störende Reflexion an den Kabelenden, letzteres besonders im Hinblick auf den Bildsender.
2. Gemeinsame und gleichartige Abstrahlung der Bild- und Tonenergie, d. h. Erzielung von Feldstärken, die an jedem Empfangsort gleichartig polarisiert sind und in einem genügend konstanten gegenseitigen Amplitudenverhältnis stehen. Das letztere bedeutet in den meisten Fällen genügend runde horizontale Antennendiagramme für Bild- und Tonsendung.
3. Erhöhung der Sendeleistung in der Versorgungsrichtung, also vorwiegend in der Horizontalebene, durch Bündelung. Bei Anordnung gleichartiger Strahlerelemente übereinander wird ein Leistungsgewinn erzielt, der in der Praxis Werte bis zu 12 erreicht, also einer Verzwölfachung der Sendeleistung entspricht.

Man erkennt leicht, daß das Antennenproblem beim Fernsehen vorwiegend ein Problem der Entkopplung der Bild- und Tonfrequenzen ist. Die Lösung kann in entsprechenden Weichenanord-

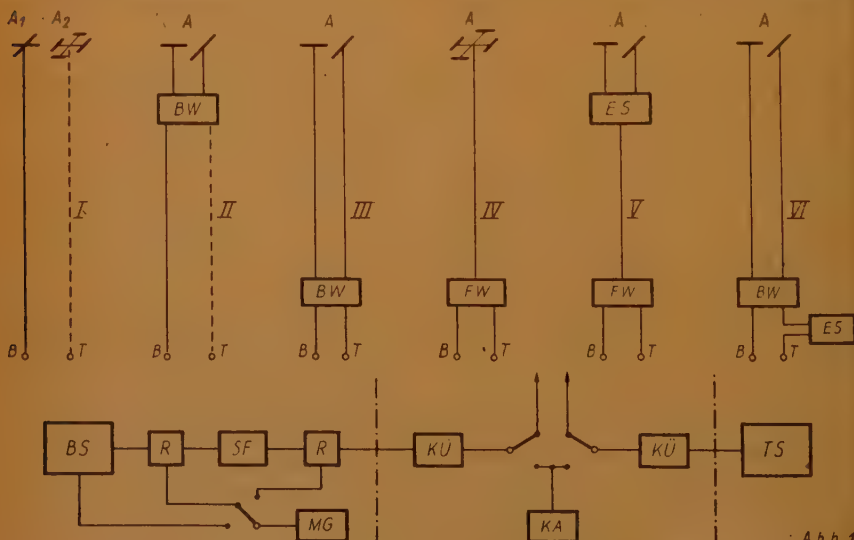


Abb. 1

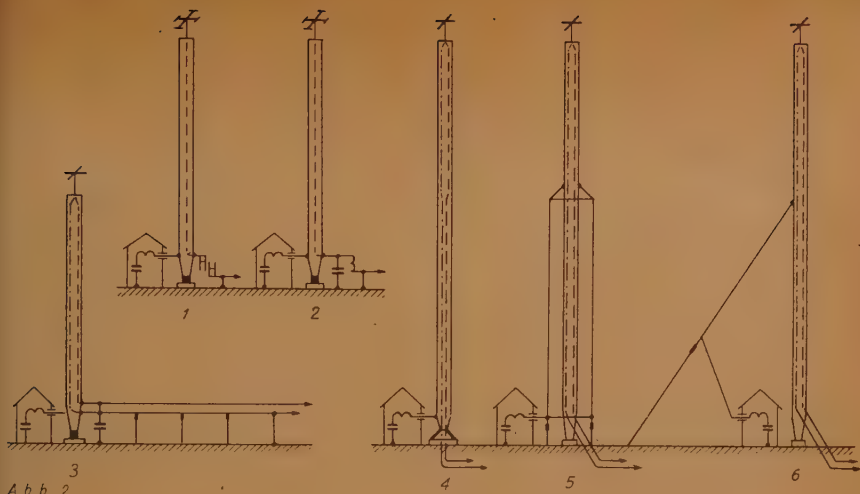


Abb. 2

nungen, durch entkoppelte Strahlersysteme oder durch eine Kombination beider Möglichkeiten erfolgen. Alle drei Lösungen werden in der Praxis angewendet. Abb. 1 zeigt eine schematische Übersicht über die zur Verwendung kommenden Verfahren.

Mit BS und TS sind die Bild- und Tonsender bezeichnet. KA ist die künstliche Antenne und KÜ Kabelüberwachungsgeräte zur Kontrolle der Fehlanpassungs- und Leistungswerte. Die Anordnung I zeigt zwei entkoppelte Antennen, Nr. II eine Antenne, bestehend aus zwei gleichartigen, räumlich um 90° versetzten und mit einer Phasendifferenz von 90° gespeisten Hälften, die über eine Brückenweiche BW (Diplexer) mit dem Bild- bzw. Tonkabel verbunden sind. Der Diplexer BW kann in unmittelbarer Nähe der Antenne (II) oder neben den Sendern (Nr. III) angeordnet sein. Im ersten Fall (II) ist ein Kabel dem Bildsender, das andere dem Tonsender zugeordnet. Es können also Kabel verschiedener Qualität sein, während im Fall III gleichartige Kabel verwendet werden müssen.

Im Beispiel IV ist eine Anlage wiedergegeben, die mit nur einem Kabel zwischen der Antenne und der Weiche arbeitet. Der hier benutzte Weichentyp wird als Filter-Weiche (FW in Abb. 1) oder Notch-Diplexer bezeichnet. Diese Weiche arbeitet mit Filterkreisen hoher Güte und muß auf den jeweils benutzten Fernsehkanal besonders abgestimmt sein. Der Vorteil dieser Anordnung besteht darin, daß ein Kabel zwischen Weiche und Antenne genügt, was besonders bei großen Entfernungen zwischen Antenne und Sender von Wichtigkeit ist.

Für Fernsehantennen, die ohne Nachstimmung das gesamte Fernsehband mit allen sechs Kanälen mit genügend kleiner Fehlanpassung bestreichen, sind besonders Brückenschaltungen bekannt, bei denen die Restenergie, die von den Antennen reflektiert wird, in einem besonderen Absorber vernichtet wird. Diese mit „Echo-Schlucker“ (ES in Abb. 1) bezeichneten Brückenschaltungen sorgen außerdem für eine gleichmäßige Leistungsverteilung in den beiden senkrecht zueinander stehenden Ebenen der Fernsehantenne und werden deshalb in den USA als Power-Equalizier bezeichnet. Sie sind grundsätzlich nur anwendbar für Antennen mit gleichartigen, um 90° phasenverschobenen Strahlerhälften. Zwei Ausführungsformen in Verbindung mit Filterweichen bzw. Brückenweichen sind in den Beispielen V und VI dargestellt.

Ein weiteres Entkopplungsproblem in der Fernsehantennen-Technik ergibt sich durch die Forderung, die Fernsehantenne an der Spitze eines Mastes zu betreiben, der seinerseits als Selbststrahler für einen Mittelwellenrundfunksender dient. In Abb. 2 sind sechs Möglichkeiten für einen derartigen Betrieb dargestellt. Ein wesentliches Bauelement ist die im allgemeinen als „Mastankopplung“ bezeichnete Anordnung, die mit induktiver, kapazitiver oder gemischter Kopplung den zur Isolation der Mittelwellenspannung erforderlichen Luftraum überbrückt (Beispiel Nr. 1). Sie kann ersetzt werden durch aperiodische oder abgestimmte Drosseln, die entweder durch ein spulenartig aufgetrommeltes konzentrisches Kabel (Beispiel 2) oder durch isolierte Verlegung des konzentrischen Kabels über

eine Länge von max. $\lambda/4$ der Mittelwelle gebildet werden (Beispiele 3 bis 5). Im Beispiel 6 ist die bekannte Kurzschlußspelsung des Mittelwellenmastes (shunt excited antenna) dargestellt, die in vielen Fällen in Verbindung mit einer Fernsehantenne verwendet wird.

H. K ö r n e r, Berlin

Aufbau von Fernsehantennen

(vorgelesen von Herrn Stöhr)

Der Vortrag beschäftigte sich mit der Richtverbindung Berlin—Hamburg, die insofern ein Novum darstellt, als die Entfernung von 140 km nicht mehr mit Dezimeter- oder Zentimeterwellen überbrückt werden kann und daher unmittelbar einer der Kanäle im Bereich 174...216 MHz verwendet werden muß. Die aufzubringende erhebliche Sendeenergie wird durch entsprechend scharfe Bündelung, was als Verstärkung zu betrachten ist, genutzt. Als Vorbild für den Aufbau dienen die bereits bewährten Fernseh-Richtverbindungen im Bereich 41...68 MHz. Erschwerend kommt nun allerdings hinzu, daß der Bündelungsgrad erheblich größer sein muß und es auf phasenrichtige Spelsung der einzelnen Dipolgruppen sehr ankommt; ferner sind viel engere Grenzen für die Anpassungsfehler einer Fernseh-Antenne zugelassen, damit nicht „Geister“ bzw. Verwaschungen durch reflektierte Energie auftreten. Vorgeschrieben ist ein Reflektionsfaktor von weniger als 5%, entsprechend einer Welligkeit von weniger als 10%. Man muß daher Schaltverbindungen, wie Übertrager, Kabelstecker u.dgl., möglichst vermeiden.

Für die Ausführung wurde ein Richtfeld benutzt, das aus vier Grenzwellen-Dipolen besteht. Sie sind horizontal ausgelegt in einem vertikalen Abstand von 0,55 mittlerer Wellenlänge. Ganzwellen-Dipole besitzen besonders gute Breitband-Eigenschaften. Für ein Antennenfeld wird in der Horizontalen eine Halbwertsbreite von 60...65°, in der Vertikalen von 20...30° angegeben, wobei unter Halbwertsbreite die Winkelbreite verstanden wird, bei der die Feldstärke auf das $1/\sqrt{2}$ -fache gesunken ist. Der Gewinn des Einzelfeldes beträgt in der Mitte des Bandes 17, was für die Überbrückung großer Entfernungen nicht ausreichend ist, so daß mehrere Felder nebeneinander und übereinander zusammengeschaltet werden müssen. Ergebnis ist dann eine Halbwertsbreite von 2...3° in der Vertikalen. Noch schärfere Bündelungen haben wegen Schwankungen durch Temperatur-Inversionen keinen Sinn mehr.

Die Art des Aufbaus der Richtantenne hat zu der Idee geführt, aus den einzelnen Bauelementen Antennen mit beliebigem Strahlungsdiagramm zusammenzusetzen — also auch Rundstrahl-

antennen. Die elektrische Zusammenschaltung der Felder geschieht über baukastenartig zusammenschaltbare Verteiler. Beispielsweise werden vier Strahlerelemente rund um einen Mast wie ein Quadrat angeordnet, wobei das Rundstrahlungsdiagramm den auch sonst üblichen Fehler von 1,5 db nicht überschreitet. Mehrere Gruppen in Stockwerken übereinander angebracht bringen einen Gewinn von 12. Wollte man den Gewinn auf 30 steigern, so müßte man 30 bis 40 Felder übereinander anordnen. Man kann auch Zwischenformen für Strahlungsdiagramme zusammenbauen, die z. B. für Küstenstädte mit Strahlungsbegrenzung auf das Binnenland zweckmäßig sind. Die Antennen kann man an bereits vorhandenen, nicht zu dicken Masten anbringen. Durch entsprechende Anpassung der Felder zu einer gewünschten Horizontal-Charakteristik — z. B. kleine Abweichungen von der Rundform — kommt man zu einer gewissen Freiheit in der Netz- und Frequenzplanung, d. h. zur Vermeidung von Überschneidungen in der Gebietsversorgung.

Dr. H i l k e, Krefeld

Helmpjektion

Um große Fernseh-Bilder zu erhalten, bevorzugen die Amerikaner Röhren mit 21"-, 24"- und 30"-Schirmdurchmesser. Die Schwierigkeiten bestehen darin, daß man wegen des Atmosphärendruckes große Wandstärken benötigt oder eine starke Krümmung des Bildfensters erhält. Die Glasdicke verursacht Reflexion, Absorption, Parallaxe und großes Gewicht der Röhre. Dazu kommen die hohen Fertigungskosten der Röhre, und der Betrieb wird noch kostspieliger, wenn man an die beschränkte Lebensdauer denkt. Nachteilig ist auch die nicht volle Ausleuchtung des Rechteckausschnitts. Der Kontrast des Bildes erscheint bei der Projektion — bei Zimmerbeleuchtung — größer als bei Direktlicht. In Amerika sprechen die relativ niedrigen Preise allerdings für die große Bildröhre, in Europa wird wohl die Projektion billiger sein. Um auf die Helligkeit des Kinobildes zu kommen, errechnet sich für die erforderliche Lichtausbeute der Röhre eine Leistung von 2,5 W. Eine Röhre mit einem Fensterdurchmesser von 60 mm gibt einen Bildausschnitt von 36×48 mm. Zu beachten ist, daß der Lichtfleck in der Mitte am größten ist und nach außen gleichmäßig abnimmt. Wählt man eine Anodenspannung von 25 kV, so ergibt sich bei der vorausgesetzten Leistung von 2,5 W ein Strom von 0,1 mA, womit ein Punktdurchmesser von 60 μ erzielt wird. Das ist ausreichend, um die 625 Zeilen annähernd auf 36 mm Bildhöhe unterzubringen. Die Philips-Röhre MB 6/2 liefert einen

maximalen Anodenstrom von 1 mA bzw. eine Leistung von 2,5 W, entsprechend einer Lichtstärke bis 40 Kerzen. Eine weitere Forderung ist, daß die Kennlinie — Katodenstrom als Funktion der Gitterspannung — möglichst steil ist. Es zeigt sich, daß solche Röhren nicht nur als Tetroden (mit Sauganode), sondern auch als Trioden ausgeführt werden können, vorausgesetzt passende Formgebung der Anode, günstige Wahl des Abstandes Anode-Gitter und der Anordnung eines geerdeten Rings zwischen Anode und Gitter. Der Ring hat die Aufgabe eines Funkenfängers, nämlich die Entladung zwischen Anode und Katode zu vermeiden, wenn durch Überlastung Gas in der Röhre entsteht. Das kugelige Fenster aus Preßglas wird mit dem konischen Teil der Röhre verschmolzen. Der Leuchtstoff besteht aus einer Mischung von zwei Leuchtstoffen, die blaues und gelbes Licht geben, in einem Mischungsverhältnis, das eine Farbtemperatur von 6500° K liefert. Die Nachleuchtzeiten betragen bei dem gelben Stoff 10 und bei dem blauen Stoff 1 ms (vgl. hierzu das Referat zu dem Vortrag von Prof. Kirschstein). Bei den Direktrohren kommen Leuchtstoffe von $\frac{1}{10}$ bzw. $\frac{1}{100}$ ms zur Anwendung. Darin erkennt man die bessere Flimmerfreiheit der Projektionsröhre. Natürlich dürfen die Leuchtstoffe bei großen Helligkeitssteuerungen in der Farbe nicht umschlagen. Die Metallhinterlegung (Al — 0,5 μ Schichtdicke) hinter dem Schirm trägt durch Vermeidung der schädlichen Reflexion zur Erhöhung der Helligkeit bei — Gewinnfaktor 1,8. Wichtig ist die gute Leitfähigkeit der Schicht, die örtliche Aufladungen und damit Fleckenbildung vermeidet. Die Al-Schicht verbessert auch den Bildkontrast und setzt die Gefahr der Ionenfleckenbildung herab.

Die optische Bildvergrößerung kann durch Linse oder Spiegel erfolgen, wobei die Gegenüberstellung der Fehler folgendes ergibt: Bei Linsen ist die chromatische Aberration zu korrigieren, die beim Spiegel überhaupt nicht auftritt. Dasselbe gilt für Koma und Astigmatismus. Die Bildfeldwölbung ist bei der Linse nur schwer zu kompensieren, beim Spiegel sehr einfach durch Kugelwölbung. Die Verzerrung läßt sich durch elektrische Korrektur beseitigen, die sphärische Aberration bei der Linse durch ein zusätzliches Linsensystem, beim Spiegel durch die als „Schmidt-Optik“ bezeichnete Korrekturplatte. An das Material sind im Falle der Linse höhere Anforderungen zu stellen als im Fall des Spiegels. So kommt man zu dem Ergebnis, daß das Linsensystem allein genau so teuer zu stehen kommt wie der gesamte Fernseh-Empfänger mit Spiegeloptik.

Der Bildschirm des Heimempfängers in einer Größe von 45 x 35 cm besteht aus einem Mattglas,

das in seiner Ausbildung eine hohe Lichtausbeute gestattet, aber sehr schwierig in der Herstellung ist. Der Abstand des Projektionsschirms beträgt 76,5 cm und die gesamte Bildweite ist 93,5 cm. Die Beleuchtungsstärke wird für die angegebene Schirmgröße mit 26,6 Lux ermittelt. Bei einem Verstärkungsfaktor des Schirms von 7 kommt man auf 186 Lux, das ist der doppelte Wert eines Kinobildes. Der Kontrast beim Projektionsempfänger beträgt 50 : 1, beim Film 100 : 1 im dunklen Raum.

Prof. Dr. F. Schröter, Madrid

Ausblicke im Fernsehen

Zum Abschluß der Vortragsreihe und der Arbeitstagung „Fernsehen“ des Außeninstituts der Technischen Universität Berlin schilderte Prof. Dr. F. Schröter, Madrid, in einer Gesamtzusammenfassung den gegenwärtigen Entwicklungsstand und die heutige Problematik der Fernseh-Technik und ging dann anschließend dazu über, in einem Ausblick auf die Zukunft eine Reihe von Ideen und praktischen Vorschlägen zu äußern, die für die anwesenden Fachleute aus mehreren europäischen Staaten Neuorientierung und Programm bedeuteten.

Zur Normung äußerte der Vortragende, daß die 625 Zeilen das beste Kompromiß zwischen mittlerer Sehschärfe und den technischen Anforderungen darstellt und diese Zahl auch für die Projektion vertretbar ist.

In der Schaltungstechnik ist das schwerste Problem die exakte Gleichlaufsteuerung beim Zeilensprungverfahren sowie die lineare Zeitablenkung der Bildzeile. Große Bedeutung hat die Einführung der Schwungradschaltung sowie der Impuls-Rückflanken-Synchronisierung. Weiter wird darauf aufmerksam gemacht, daß die sechs verfügbaren Kanäle (174... 216 MHz) im Hinblick auf vorkommende Überbreiten nicht ausreichen und daß man der Interferenz mehrerer Sender durch Frequenz-Versetzung begegnen muß. Die Ausnutzung des Bildsenders für die Tonübertragung, etwa durch Modulation der Zeilenimpulse, ist bisher nicht gelungen. Zur Diskussion steht noch der Vorschlag von Prof. Kirschstein, den Bildträger zusätzlich für die Tonübertragung zu modulieren. Der Vortragende hält es für möglich, daß das 1938 bei Telefunken entwickelte Blockempfangssystem — zentrale Antenne und gemeinsamer Vorverstärker für Häuserblocks — in Anbetracht der hochentwickelten Breitbandkabeltechnik wieder aufleben wird.

Die Verbilligung des Fernseh-Empfängers wird kaum durch weitere Schaltungsvereinfachungen zu erreichen sein, weil da das äußerste schon getan ist. Entscheidend wird vielmehr die Steigerung der

Serienproduktion sein. Kostspielig ist der Aufwand von über 20 Röhren, in Amerika haben Luxusempfänger 30 bis 40 Röhren. In Deutschland sind immer noch nicht in genügendem Maße Germanium-Dioden als Röhrenersatz eingeführt. Die Entwicklung der Transistoren geht schnell vorwärts, seitdem man die empfindliche Form mit Kontaktspitze durch den p-n- (positiv-negativ) Schichtaufbau des Kristalls ersetzt hat.

In der Röhrenentwicklung ist auf neue Pentoden für Koaxial-Zwischenverstärker der Bell Laboratories hinzuweisen, die Gitterdrahtstärken von $8\ \mu$ und Gitter-Katodenabstände von 60 bis $70\ \mu$ verwenden.

Die Streckentechnik ist durch die Röhrenentwicklung entscheidend vorwärts gekommen. Während man für $\lambda = 15\text{ cm}$ noch gut mit Scheibentrioden arbeiten kann (z. B. Typ 2C35 A), kommt für den besonders interessierenden Bereich $7\ldots 10\text{ cm}$ die Travelling-Wave-Röhre mit einer Leistung von mehreren Watt bei 100 MHz Bandbreite in Betracht. — Für den internationalen Zusammenschluß der Verteilungssysteme sind befriedigende Lösungen (Wandler der Zellen und Bildnorm) noch nicht gefunden worden.

Es fragt sich nun, mit welchen weiteren „Zukunfts-lösungen“ man für den Ausbau der Fernsehtechnik rechnen kann. Im Farbfernsehen wird wohl die Endlösung das feste Farbraster in Verbindung mit kontrollierter Strahlablenkung sein. Gäbe es einen trägheitslosen, auf irgendwelchen elektro-optischen Effekten an polarisiertem Licht beruhenden Farbmodulator, so wäre eine Lösung auf der Basis des Mischens der Grundfarben mit der Punktfrequenz denkbar. Für die weitere Entwicklung ist wichtig die Ausnutzung der Lücken des normalen Abtastspektrums, die auf den Gesetzen des Detailflimmerns beruhende bandsparende Frequenztransformation, ferner der Nachweis der stets geringen Blau-Intensität, der Bandersparnis im Blaukanal zuläßt, und schließlich der Quantisierungsmethode entsprechend der Theorie von Shannon. Durch eine quantenhafte Summier-Vorrichtung lassen sich Rot und Blau ohne Zeitaufteilung übertragen.

Man soll dabei nicht übersehen, daß die für die Farbe gewonnenen Vorteile der Quantisierung auch für das Schwarz-Weiß-Bild nützlich sind (Eliminierung des Rauschens). Besonders zu erwähnen ist die Code-Modulation für das Fernsehbild nach Goodall. Die dabei entstehende nicht mehr tragbare Erweiterung des Frequenzbandes wird reduziert durch die Einführung der „Doppelamplitude“ nach Schröter.

Für das sehr komplizierte Synchronisierschema beim Zeilensprungverfahren schlägt der Vortragende folgende Vereinfachung vor: Zwei verschiedene Modulationsfrequenzen des Rasterwechselimpulses steuern einen Multivibrator, der eine Hilfswicklung der Bildablenkspule aus- und einschaltet (Hub um eine Zeilenbreite). Um aus all diesen Schwierigkeiten ganz herauszukommen, muß für den Empfänger die Bildspeicherung gefunden werden. Pensak (RCA) ist es bereits — allerdings für einen anderen Zweck — gelungen, 300 000 Bildpunkte auf einer Isolatorfläche nach Helligkeitswerten registrieren und später originalgetreu reproduzieren zu können. Notwendig ist die Lösung, weil möglicherweise nach amerikanischen Nachrichten Augenschädigungen durch den bewegten, äußerst hellen Lichtpunkt und in der begleitenden Akkomodationsfunktion verursacht werden. Die Erfindung eines Bildwandler-Bildspeichers würde ermöglichen, die Bildmodulation mit geringen Strahlablenkungen auf einem kleinen Zwischenschirm zu speichern, dessen Aufladungsverteilung ein vergrößertes sekundäres Leuchtschirmbild liefert. Der Ablenkaufwand würde dadurch erheblich reduziert werden. Die Unbekannte ist dabei die Speicherkatode. — Schließlich schlägt der Vortragende eine Verbesserung des Super-Ikonoskops durch Anwendung des Bremsgitters und der induzierten Leitfähigkeit vor. F. Winkel

Anmerkung: Sämtliche Vorträge der Vortragsreihe und Arbeitstagung „Fernsehen“ des Außeninstituts der Technischen Universität werden in vollem Wortlaut in Buchform im Springer-Verlag herausgegeben werden.

PATENT-ANMELDUNGEN und -ERTEILUNGEN

Die Zahlen und Buchstaben bedeuten in der

ersten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): Klasse, Gruppe, Dezimalgruppennummer, Aktenzeichen;
(bei Patent-Erteilungen): Klasse, Gruppe, Dezimalgruppennummer, Patentrollennummer, Aktenzeichen;

zweiten Zeile (bei Patentanmeldungen): links — Anmeldetag, rechts — Bekanntmachungstag;
(bei Patent-Erteilungen): Datum des Beginns des Patents;

letzten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): Zahl in () = Anzahl der Text- und Zeichnungsseiten.

Die bei den Patent-Anmeldungen angeführten Namen sind die der Anmelder, nicht der Erfinder, sofern nicht beide identisch sind; bei den Patent-Erteilungen sind die Patentinhaber genannt.

1. Patent-Anmeldungen

21a⁴, 8/01. P 2030

28. 1. 44 28. 2. 52

Deutsche Philips GmbH;

„Röhrengenerator n. d. Phasenschieberprinzip“ (4)

21a⁴, 15. P 1297

10. 1. 44 28. 2. 52

„Patelhold“ Patentverwertungs- & Elektro-Holding AG; „Schaltung z. Anodenspannungsmodulat. einer Hochfrequenzleistungsstufe“ (10)

21a⁴, 24/01. B 8676

28. 11. 44 28. 2. 52

Baupunkt-Werke GmbH; „Überlagerungsempfäng. f. Anordng. b. denen d. Doppler-Effekt elektromagnet. Wellen ausgenutzt wird“ (5)

21a⁴, 24/01. N 2303

5. 8. 42 28. 2. 52

(Niederl.: 8. 8. 41)

NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Mischschaltg.“ (7)

21a⁴, 24/01. T 4154

14. 4. 51 28. 2. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Einrichtg. z. Mischg. einer Höchsthäufigkeit m. einer anderen Frequenz“ (5)

21a⁴, 35/15. N 2523

19. 2. 43 28. 2. 52

(Niederl.: 5. 2. 42)

NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Vorrichtg. m. einer gegen Raumladungsänderg. empfind-

lichen, m. einer durch Wechselstrom direkt geheizt. Kathode versehen. Entladungsröhre“ (6)

21a⁴, 48/11. P 4283

2. 10. 50 28. 2. 52

(Großbrit.: 28. 1. 47)

Pye Ltd.; „Funksystem f. Blindannäherg. od. Blindlandg. v. Luftfahrzeugen“ (10)

21a⁴, 48/43. R 2780

28. 6. 50 28. 2. 52

(USA: 18. 6. 48)

Radio Corp. of America; „Navigationseinrichtg. m. Zählkreisen f. d. zeitl. Einstellg. u. d. Verzögerg. v. Impulsen“

1a⁴, 55. P 5658

6. 51 28. 2. 52

Schweiz: 7. 6. 50)

„Patelhold“ Patentverwertungs- & Elektro-Holding AG; „Einrichtg. z. Steuerg. eines Oszillators f. ultrakurze Wellen m. einer frequenzmodul. Steuereffizienz“ (8)

21g, 13/17. W 5405

19. 3. 51 28. 2. 52

(USA: 17. 6. 50)

Western Electric Corp. Inc.; „Elektronenentladungsvorrichtung n. Art der Wanderfeldröhre“ (16)

21g, 13/19. S 17151

5. 4. 39 28. 2. 52

TEK A DE; „Sekundärelektronenervielfacher m. einer Fotokathode als Primärelektronenquelle“ (8)

42g, 8/08. N 2309

22. 7. 42 28. 2. 52

(Niederl.: 25. 7. 41)

NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Schallaufzeichng.“ (13)

21a¹, 10/02. T 2485

9. 12. 42 6. 3. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Schaltungsanordng. z. Erzeugg. v. mehreren zeitl. lückenlos aufeinanderfolgend. Impulsen an versch. Klemmen“ (9)

21a¹, 33/50. E 2312

19. 11. 35 6. 3. 52

(Großbrit.: 19. 11. 34, 1. 4. u.

3. 4. 35)

Electric & Musical Industries Ltd.; „Schaltungsanordng. f. Kathodenstrahlbildabtaster“ (15)

21a¹, 33/50. F 6544

16. 6. 51 6. 3. 52

Fernseh GmbH; „Schaltanordng. z. Abtrenng. eines Amplitudenbereichs in einer Signalfolge“ (10)

21a¹, 33/71. E 2335

16. 9. 35 6. 3. 52

(Großbrit.: 18. 9. 34)

Electric & Musical Industries Ltd.; „Elektr. Schalter, d. während d. Dauer eines von außen zugeführt. kurzzeit. Spannungsimpulses einem Punkte einer elektr. Schaltg. Strom zu- od. von ihm abgeführt“ (5)

21a¹, 33/71. E 2344

16. 9. 35 6. 3. 52

(Großbrit.: 18. 9. 34)

Electric & Musical Industries Ltd.; „Schaltungsanordng. z. Wiedereinfübrg. d. Gleichstromkomponente in elektr. Signale“ (22)

21a¹, 33/71. E 2377

16. 9. 35 6. 3. 52

(Großbrit.: 18. 9. 34)

Electric & Musical Industries Ltd.; „Elektr. Schaltvorrichtg., d. während eines von außen zugeführt. kurzen Spannungsimpulses einer Stelle einer elektr. Schaltg. Strom zu- od. von ihr abführt“ (4)

21a¹, 2/01. S 3426

21. 12. 43 6. 3. 52

Siemens & Halske AG; „Schwing-spule, insb. f. dynam. Lautsprecher, m. mehrlag. Wicklg.“ (5)

21a¹, 16/03. K 5014

4. 2. 38 6. 3. 52

Klangfilm GmbH; „Anordng. z. stereofon. Aufnahme v. Tönen m. Richtmikrofonen“ (3)

21a¹, 16/03. K 5070

22. 5. 42 6. 3. 52

Klangfilm GmbH; „Mikrofon-anordng. f. d. stereofon. Aufnahme v. Tönen“ (6)

21a¹, 8/02. S 20 034

30. 9. 50 6. 3. 52

(Frankr.: 23. 11. 42 u. 21. 1. 46)
Société Française des Télécommunications; „Verf. z. Herstellg. v. hochfrequent. Schwingung stabiler Frequenz“ (32)

21a¹, 8/02. S 20 036

30. 9. 50 6. 3. 52

(Frankr.: 12. 6. 46)

Société Française des Télécommunications SA; „Verf. z. Stabilisierg. d. v. einem Sender geliefert. Schwingg.“ (37)

21a¹, 9/02. T 2494

5. 1. 43 6. 3. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Laufzeitröhre f. sehr kurze elektr. Wellen m. mehreren in d. Elektronenlauf-richtg. hintereinand. angeordnet. Auskoppelräumen“ (7)

21a¹, 14/01. S 3219

31. 3. 39 6. 3. 52

Siemens & Halske AG; „Anordng. z. Frequenzmodulat. eines Ultrakurzwellengenerators“ (6)

21a¹, 14/01. S 20 050

30. 9. 50 6. 3. 52

(Frankr.: 17. 3. 44)

Société Française Radio-Elec-trique; „Verf. z. zusätzl. Modul-lat. einer frequenzmodul. Schwingg.“ (6)

21a¹, 15. C 2943

30. 9. 50 6. 3. 52

(Frankr.: 31. 8. 49)

Comp. Générale de Télégraphie Sans Fil; „Elektronenentladungs-röhre z. Amplitudenmodulat. einer durch Geschwin-digkeitsmodulat. erzeugt Hoch-frequenzschwingg.“ (13)

21a¹, 48/43. C 2572

20. 9. 50 6. 3. 52

(Frankr.: 23. 3. 42)

Comp. pour la Fabricat. des Compteurs et Matériel d'Usines à Gaz; „Einrichtg. z. Messg. d. Einfallsrichtg. v. elektroma-gnet. Wellen“ (8)

21a¹, 49. S 21 576

13. 1. 51 6. 3. 52

Siemens & Halske AG; „Anordng. m. mehreren auf ein u. dieselbe Antenne arbeitend. Sendern“ (3)

21a¹, 74. S 10 839

13. 3. 43 6. 3. 52

Siemens & Halske AG; „Ein-richtg. z. Veränderg. d. Kopplg. zwisch. zwei Hohlraumresona-toren“ (5)

21a¹, 74. T 2207

13. 3. 37 6. 3. 52

Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-graphie mbH; „Anordng. z. Anschluß einer konzent. Hoch-frequenzleitg. an eine symmetr. Anordng.“ (5)

21e, 26/03. S 785

21. 11. 49 6. 3. 52

(Frankr.: 4. 12. 48)

Société Anonyme dite: Comp. des Freins et Signaux Westing-house; „Wellenmesser m. Hohl-raumresonator“ (6)

21e, 36/10. S 2871

20. 4. 50 6. 3. 52

Siemens & Halske AG; „Tiefpaß als Grundwellenfilter f. Meß-zwecke“ (12)

21g, 13/16. L 4793

7. 7. 44 6. 3. 52

C. Lorenz AG; „Magnetfeldröhre“ (8)

21g, 18/17. C 2941

30. 9. 50 6. 3. 52

(Frankr.: 30. 6. 49)

Comp. Générale de Télégraphie Sans Fil; „Emissionsquelle f. Elektronenstrahlen in Wander-feld-Wendelröhren“ (9)

21g, 13/22. I 1716

11. 8. 50 6. 3. 52

(Großbrit.: 12. 8. 49)

International Standard Electric Corp.; „Elektronenstrahl-Fokussierungseinrichtg.“ (12)

21g, 13/22. L 8339

16. 2. 51 6. 3. 52

Loewe Opta AG; „Kathodenstrahlröhre m. durch einen Perma-nentmagneten bewirkt. Strahlkonzentrat.“ (6)

21g, 13/23. N 3180

28. 11. 50 6. 3. 52

(Niederl.: 2. 12. 49)

NV Philips' Gloeilampenfabrie-ken; „Elektronenstrahlröhre m. einem aus zwei gleichen Spulenhälften bestehend. Ab-lenksystem“ (5)

21g, 13/23. P 4284

2. 10. 50 6. 3. 52

- (Großbrit.: 24. 11. 48)
 Pye Ltd.; „Schaltg. z. Stabils-
 siera. d. Abtaststromes f. d.
 magnet. Ablenk. eines Ka-
 thodenstrahls“ (7)
- 21g, 13/23. R 5082
 23. 12. 50 6. 3. 52
 (USA: 31. 12. 49)
 Radio Corp. of America; „Ka-
 thodenstrahl-Ablenkeinrichtg.“
 (9)
- 21g, 38. L 4331
 10. 2. 44 6. 3. 52
 C. Lorenz AG; „Schaltg. z. Er-
 zeug. sägezahnförm. Ablenk-
 ströme“ (8)
- 21g, 38. L 6421
 28. 11. 50 6. 3. 52
 C. Lorenz AG; „Vorrichtg. u.
 Schaltungsanordng. z. Erzeugg.
 sägezahnförm. Kippeschwingg.“
 (7)
- 42g, 1/01. S 6345
 15. 8. 41 6. 3. 52
 Siemens-Schuckertwerke AG;
 „Einrichtg. z. Messen d. Schall-
 intensität eines Schall- od.
 Ultraschall-Schwingungserzeu-
 gers“ (9)
- 21a³, 2/01. T 929
 3. 2. 43 13. 3. 52
 Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
 graphie mbH; „Elektrodynam.
 Schwingspulenlautsprecher m.
 Permanentmagnetsystem f.
 hohe Leistungen b. kleinen Ab-
 messg.“ (9)
- 21a³, 8. T 2437
 30. 7. 41 13. 3. 52
 Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
 graphie mbH; „Piezoelekt.
 Schallgerät“ (6)
- 21e, 28/02. S 16 064
 11. 1. 39 13. 3. 52
 Siemens & Halske AG; „Anordng.
 z. Untersuchg. wählb. Teilaus-
 schnitte aus elektr. Vorgängen
 mittels eines Elektronenstrahl-
 Oszillographen“ (7)
- 21e, 29/01. p 54 478 D
 9. 9. 49 13. 3. 52
 Siemens & Halske AG;
 „Quotientenmeßgerät“ (4)
- 21g, 13/23. Sch 2028
 22. 6. 50 13. 3. 52
 Dr.-Ing. J. Schunack, Berlin-
 Lichterfelde West; „Schalt-
 anordng. z. Übertragg. v. Kipp-
 strömen auf d. Ablenkspulen v.
 Kathodenstrahlröhren“ (9)
- 42s, —. S 6012
 7. 10. 40 13. 3. 52
 Siemens-Schuckertwerke AG;
 „Einrichtg. z. Erzeugen mecha-
 nischer Ultraschallschwingg.“
 (7)
- 42g, 10/01. A 8847
 13. 12. 40 13. 3. 52
 Licentia Patent-Verwaltungs-
 GmbH; „Verf. z. magnet.
 Schallaufzeichng. b. Diktier-
 geräten“ (4)
- 21a⁴, 8/02. T 2547
 12. 6. 42 20. 3. 52
 Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
 graphie mbH; „Schaltg. z. Kon-
 stanzhaltg. d. mittl. Träger-
 frequenz einer frequenzmodul.
 Schwingg.“ (6)
- 21a⁴, 46/02. B 8076
 12. 4. 43 20. 3. 52
 Blaupunkt-Werke GmbH; „Hohl-
 spiegel als Reflektor u. z. Büh-
 nelg. v. sehr kurzen elektro-
 magnet. Wellen“ (7)
- 21a⁴, 71. B 13 851
 15. 1. 51 20. 3. 52
 W. Büll, Planegg; „Verf. z. un-
 mittelb. opt. Nachweis hoch-
 frequent. Schwingg.“ (2)
- 21e, 36/10. T 915
 16. 4. 41 20. 3. 52
 Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
 graphie mbH; „Meßleitg. f.
 kurze elektr. Wellen“ (8)
- 21g, 13/17. C 3140
 2. 10. 50 20. 3. 52
 (Frankr.: 19. 9. 49 u. 5. 4. 44)
- Comp. Générale de Télégraphie
 Sans Fil; „Laufzeitröhre z. Ge-
 schwindigkeitsmodulat. u. ma-
 gnet. Fokussiera. d. Elektronen
 mittels Polschuhe“ (13)
- 42g, 8/07. K 5075
 22. 10. 35 20. 3. 52
 Klangfilm GmbH; „Abhörlicht z.
 Kontrolle d. Tonaufzeichng.“
 (4)
- 42g, 9/02. K 5081
 31. 7. 41 20. 3. 52
 Klangfilm GmbH; „Vorrichtg. z.
 Aufzeichnen v. Tonschwingg.
 mittels eines Schwingelements“
 (2)
- 42g, 9/04. P 5789
 27. 6. 51 20. 3. 52
 (Schweiz: 10. 7. 47)
 Paillard S. A.; „Verf. u. Vorrich-
 tung z. photograph. Aufzeich-
 nung u. Wiedergabe v. Schall-
 vorgängen“ (22)
- 42g, 10/01. O 337
 28. 3. 50 20. 3. 52
 Loewe Opta AG; „Elektro-
 magnetsystem z. Aufzeichng. u.
 Wiedergabe u. z. Löschen v.
 magnet. Schwingungsaufzeich-
 nungen“ (7)
- 74d, 6/12. A 2876
 12. 5. 42 20. 3. 52
 Atlas-Werke AG;
 „Vorrichtg. z. gerichtet. Senden
 u. Empfangen v. Wellenenergie,
 insb. v. Schallwellen“ (6)

2. Patent-Erteilungen

- 42g, 9/01. 835 810. p 32 956 D
 1. 2. 49
 Dr. G. Leithäuser, Berlin-Steglitz;
 „Verf. z. Aufzeichnen v. Ton-
 schwingg. auf Filmen“
- 42g, 9/04. 835 199 B 333
 2. 12. 49
 (Frankr.: 7. 12. 48)
 Société dite: L'Electronique Mo-
 derne; „Verf. z. Wiedergabe v.
 Tonaufzeichng.“

21a¹, 36. 835 902. N 3079

5. 11. 50

(Niederl.: 8. 11. 49)

NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Schaltungsanordng. z. Erzeugg. einer frequenzstabilisiert, Schwingg.“

21a¹, 16/01. 835 903 A 3200

Allgemeine Telefon-Fabrik

GmbH; „Einrichtg. z. Ausschaltg. akust. Rückkopplg. b. Anlag. m. Schallempfäng. u. Schallsendern“

21a¹, 33/71. 835 899 N 3492

11. 2. 51

(Großbrit.: 14. 2. 50)

NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Detektorschaltg. f. Fernschempfäng.“

21a⁴, 9/02. 836 048. C 3064

3. 10. 50

(Frankr.: 20. 7. 49)

Comp. Générale de Télégraphie Sans Fil; „In d. Abstimmg. veränderb. Kurzwellengenerator unt. Verwendg. einer Magnet-röhre, deren Anodenblock Resonanzhölräume umschließt“

21a⁴, 24/02. 836 203. N 2980

8. 10. 50

(Niederl.: 10. 10. 49)

NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Superregenerat.-Empfäng. f. sehr kurze Wellen“

21a⁴, 56. 835 908. p 27 056 D

28. 12. 48

(Frankr.: 22. 11. 47)

Office National d'Etudes et de Recherches Aéronautiques; „Verf. z. Konstanthaltg. d. Übertragungsgrades v. Nachrichtenverbindg. m. ultrakurzen Wellen“

21a⁴, 74. 835 913. N 3599

11. 3. 51

(Niederl.: 14. 3. 50)

NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Vorrichtg. m. einem v. einem Generator f. Ultrahochfrequenzschwingg. zu speisend. Wellenhöhlleiter“

21z, 14/17. 836 064. p 35 663 D

3. 3. 49

Atlas-Werke AG; „Verf. u. Vorrichtg. z. Ionentrenng.“

42g, 8/08. 836 111. K 3384

27. 5. 50

Klangfilm GmbH; „Verf. z. Herstellg. einer stereophon. Tonaufnahme, insb. Tonaufzeichnung“

42g, 21/05. 836 116. D 135

26. 10. 49

Deutsche Grammophon GmbH; „Einrichtg. z. Aufzeichng. v. Schallspuren m. veränderl. Abstand nebeneinanderliegend. Schallspuren“

21a⁴, 48/03. 836 363. C 2945

1. 10. 50

(Frankr.: 7. 2. 45)

Comp. Générale de Télégraphie Sans Fil; „Einrichtg. z. Auffindg. v. Hindernissen durch Aussendg. u. Reflexion v. UKW-Impulsen“

21a⁴, 69. 836 365. B 2178

21. 2. 50

Blaupunkt-Werke GmbH; „Einrichtg. z. verstimmungsfreien Dämpfungsänderg. eines abgestimmt. Schwingungskreises“

21a¹, 2/01. 836 497. p 22 667 D

26. 11. 48

(Niederl.: 3. 12. 45)

NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Mit einer Membran versehenes Schwingungssystem, insb. elektrodynam. System, z. B. f. Mikrophone, Lautsprecher, Schwingungsaufnehmer usw.“

21a¹, 11. 836 808. S 3301

7. 5. 50

F. Skwarczynski, Lage (Lippe); „Lautsprechermembrane z. verzerrungsfreien Wiedergabe eines breiten Frequenzbandes b. gleichmäß. Abstrahlg. u. Streuung in d. Raum sowie Unterdrückg. d. mittleren Frequenzbereiches“

21a¹, 14/01. 836 956. S 1071

18. 12. 49

Siemens & Halske AG; „Mikrophon m. auf d. Schall z. einen Membranseite wirkend. akust. Laufzeitglied“

21a¹, 16/01. 836 499. T 128

1. 11. 49

Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Mikrofonanordnung“

21a¹, 16/03. 836 502. M 6131

23. 9. 50

R. Mehr, Friedberg (Hess.); „Gerät z. künstl. Erzeugg. u. Regelung eines akust. Nachhall-effektes“

21a¹, 18/04. 836 810. T 2314

26. 2. 41

Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Einrichtg. z. regelb. Schwächg. d. hohen Tonfrequenz eines Niederfrequenzverstärkers“

21a¹, 18/05. 836 503. E 2087

12. 9. 50

(Großbrit.: 26. 9. 49 u. 6. 9. 50)
Electric & Musical Industries Ltd.; „Gegenkopplungsverstärker m. bes. breit. Frequenzband“

21a⁴, 25. 836 815. p 20 903 D

25. 12. 48

Blaupunkt-Werke GmbH; „Verf. z. Kontrolle d. Aussteuerungsgrades v. Rundfunk-Tonaufnahmen“

21a⁴, 29/01. 836 664. p 19 063 D

22. 10. 48

(Niederl.: 11. 3. 44)

NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Schaltg. z. Begrenzg. d. Amplitude einer elektr. Schwingung“

21c, 46/51. 836 821. p 6807 D

2. 10. 48

Siemens & Halske AG; „Anordng. z. Vergrößerg. d. Empfindlichkeit b. Nullabgleich v. Abgleichschaltg., wie Brücken- u. Kompensationsanordng.“

- 21e, 28/02. 836 971. p 12 025 D
2. 10. 48
Dr.-Ing. P. E. Klein, München;
Solln; „Verf. z. mehrzell. Zeit-
ablenkg. b. Elektronenstrahl-
oszillographen mittels sinus-
form. phasenverschobener Ab-
lenkspanng.“
- 42g, 1/04. 836 862. p 46 948 D
25. 6. 49
G. Widmann & Söhne KG; „Ge-
rät z. annähernd. Verwirklichg.
eines Schallstrahlers nullter
Ordn.“
- 42s, —. 836 581. R 3186
28. 7. 50
„Rhewum“ Rhein. Werkzeug- u.
Metallwarenfabrik GmbH;
„Gerät z. Erzeugg. v. Ultra-
schall“
- 42s, —. 837 017. p 11 784 D
2. 10. 48
Electroacoustic GmbH; „Magnet-
ostriktives Schwingungsgebilde,
vorzugsw. f. elektroakust.
Wandler“
- 21a¹, 35/10. 837 251. E 1995
25. 8. 50
(Größbrit.: 25. 2. 39 u. 8. 2. 40).
Electric & Musical Industries
Ltd.; „Stromkreisanordng. z.
Erzeugg. od. Trenng. elektr.
Impulse“
- 42s, —. 836 580. R 1562
25. 4. 50
Dr. H. H. Rust, Hamburg; „Ma-
gnetostrikt. Ultraschallgeber u.
-empfäng.“
- 21a¹, 14/05. 837 252. p 19 590 D
26. 10. 48
Laboratorium Wennebostel
Dr.-Ing. Sennheiser; „Stör-
schallunempfindl. Mikrophon“
- 21a¹, 16/01. 837 117. S 5275
1. 6. 50
Siemens & Halske AG; „Elektro-
akust. Übertragungsanlage“
- 21a¹, 18/04. 837 119. p 46 506 D
21. 6. 49
(Niederl.: 25. 6. 48)
NV Philips' Gloeilampenfabrie-
ken; „Tonregelungsschaltg. b.
einem Niederfrequenzverstär-
ker“
- 21e, 36/01. 837 568. p 15 762 D
2. 10. 48
Nordwestdeutscher Rundfunk;
Spannungsmesser, insb. z. Mes-
sung von Spannungsspitzen in
elektro-akust. Übertragungsan-
lagen“
- 21e, 36/03. 837 569. C 2571
27. 9. 50
(Frankr.: 18. 7. 41
Comp. pour la Fabrication des
Compteurs et Matériel d'Usines
à Gaz; „Verf. z. Phasennessg.
b. hohen Frequenzen“
- 42g, 10/01. 837 612. L 5078
17. 11. 48
C. Lorenz AG; „Einrichtg. z. ver-
langsamen Wiedergabe v.
Stahlton-Sprachaufnahmen“
- 42s, —. 837 181. p 48 293 D
9. 7. 49
Ultrakust-Gerätebau; „Einrichtg.
z. Erzeugg v. Schall od. Ultra-
schall“

REFERATE

Von den mit einem * versehenen Referaten können Fotokopien der Originalarbeiten gegen Voreinsendung des Betrages von DMW 0,75 je Seite sowie des Einschreibepontos zur Verfügung gestellt werden.

Fernseh-Meßtechnik

Im Rahmen der Vortragsreihe „Fernsehen“ des Außeninstituts der Technischen Universität behandelte Dr. J. Schunack, Berlin, ein neueres Gebiet des Fernsehens, die Meßtechnik, deren große Bedeutung sich in Zukunft immer mehr herausstellen und die wahrscheinlich auch benachbarte Gebiete der Hochfrequenztechnik befruchten wird.

Die Einführung des Fernsehens in die Praxis hat die Ausbildung einer spezifischen Meßtechnik veranlaßt. Neben den Messungen, welche mit bekannten Verfahren der Optik und Elektrotechnik durchgeführt werden können, sind eine Reihe von besonderen fernsehmäßigen Aufgaben erkannt und zum Teil gelöst worden.

Die Meßtechnik beschäftigt sich nach ihrem Aufgabenkreis mit der Bildaufnahme und -wiedergabe und der Bildübertragung. Eine große Zahl von Messungen wird mittels Bildvorlagen vorgenommen, welche vor einem Bildaufnahmegerät angeordnet werden. Sie ermöglichen eine Kontrolle der Schärfe, der Gradation, der Geometrie und der Güte der Zwischenzeile der Anlage. Diese Bildvorlagen lassen sich zum Teil auch auf rein elektrischem Wege erzeugen. Verwendet werden Strichraster, Sterne, horizontale und vertikale Balken, Stufengraukeile und besondere Vorlagen, welche eine größere Reihe von Signalen enthalten (Abb. 1).

Die Übertragungswege werden hinsichtlich ihres Frequenz- und Phasenganges, ihres Verhaltens gegenüber Rechteckimpulsen, ihrer Linearität und dem Rauschanteil untersucht. Die Verfahren, welche einen Rechteckimpuls verwenden, sind besonders gut geeignet, da ein sehr enger Zusammenhang zwischen diesen und den Bildhelligkeits- und Gleichlaufsignalen besteht. Diese Aufgaben können durch eine besondere Oszillografentechnik gelöst werden. Zweckmäßig verwendet man symmetrische Rechteckimpulse. Zur Unter-

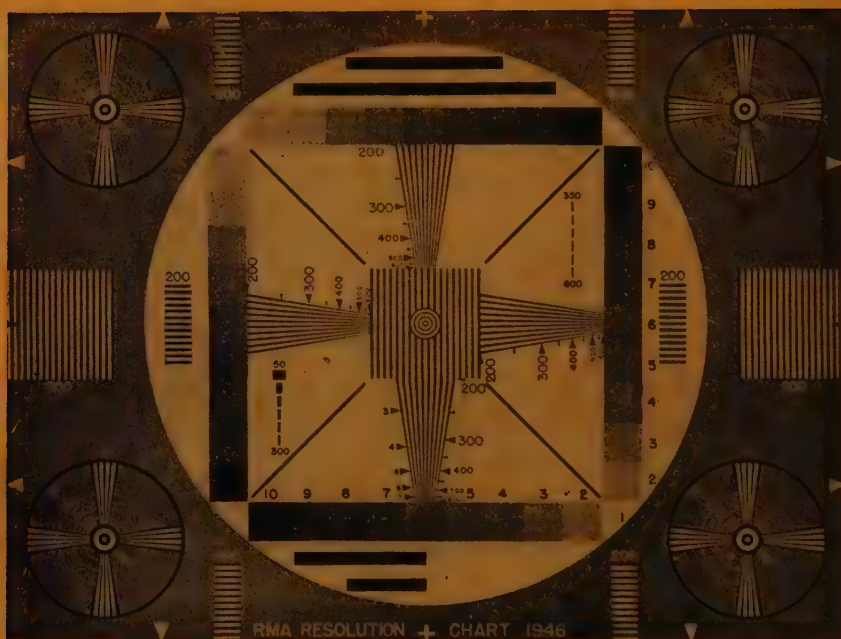


Abb. 1. Amerikanisches Testbild

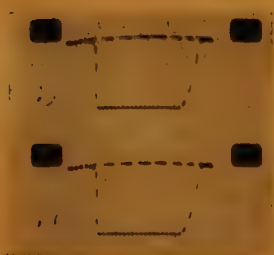


Abb. 2. Rechteck-Wellen-Prüfung
(Schmalfilm-Aufnahmen)

suchung langsam veränderlicher Vorgänge wird beispielsweise ein Impuls von 10^{-6} s Halbwelldauer, für die Feststellung schneller Änderungen ein Impuls von 10^{-8} s Halbwelldauer verwendet. Die Anstiegszeit eines solchen Impulses einschließlich der zusätzlichen Fehler der Aufzeichnungsverstärker muß einige 10^{-8} s sein, der Übergang einschwingungsfrei erfolgen. Diese Bedingungen sind nur mit Spezialverstärkern und sehr hochempfindlichen Oszillografenröhren zu erfüllen.

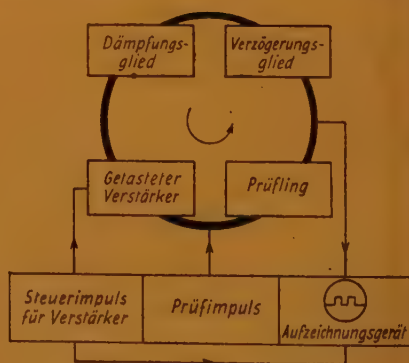


Abb. 3. Prüfung mit umlaufenden Impulsen

Eine genaue Zeitmessung ist durch zur Abtastung synchrone Intensitätssteuerung des Elektronenstrahles, beispielsweise mit einer Frequenz von 50 MHz möglich. Die mit dem heutigen Rüstzeug herzustellenden Oszillogramme sind sehr hell und scharf und für fotografische wie kinaufnahmefähige Registrierung auf Schmalfilm unter Ver-

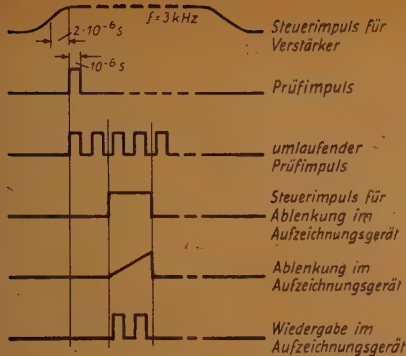


Abb. 4. Impulsfolge bei Prüfung mit umlaufenden Impulsen

wendung normaler Aufnahmeeinrichtungen geeignet (Abb. 2).

Bei Fernsehübertragungen über große Entfernungen sind mehrere Stationen hintereinander geschaltet im sogenannten Relaisbetrieb; bei Überbrückung eines Kontinents können bis zu 100 solcher Stationen erforderlich sein. Da der Gesamtübertragungsweg die hohen Anforderungen an die Übertragungsgüte erfüllen muß, müssen die einzelnen Glieder besonders hochwertig sein. Die Abweichungen, welche durch ein solches Glied hervorgerufen werden, erfordern eine sehr genaue Messung. In einem speziellen Verfahren (Abb. 3) durchläuft ein Prüfimpuls von beispielsweise 10^{-6} s Dauer eine kreisförmige Anordnung, welche den Prüfling, ein Verzögerungsglied, ein Dämpfungsglied und einen getasteten Verstärker enthält. Der Prüfimpuls und der Steuerimpuls für den Verstärker haben eine Grundfrequenz von 3 kHz. Während der Dauer der Eintastung des Verstärkers durchläuft das Signal mehrere Male den Kreis, und auf dem Schirm einer Oszillografenröhre können die Impulse betrachtet werden, welche ein- oder mehreremal den Kreis durchlaufen haben (Abb. 4). Meßgeräte werden für das Laboratorium, das Studio, den Betrieb sowie den Service der Empfänger benötigt. Sie sind entsprechend ihrer besonderen Aufgabe verschieden ausgeführt. Die Forderungen, die an die Güte der Übertragung von Fernsehsignalen gestellt werden, können durch die heute verwendeten Meßverfahren nicht restlos erfaßt werden. Es ist noch eine große Reihe von Aufgaben zu lösen. Hierzu gehört insbesondere ein Aussteuerungsoszillograf, welcher sowohl hinsichtlich Frequenzband wie hinsichtlich Linearität allen Ansprüchen genügt. F. Winckel

Gerät für vektorielle Spannungsmessung

Unter dem Namen VEKTORLYZER hat die „Advance Electronics Company“ ein Gerät zur Messung des Phasenwinkels sowie der reellen und der imaginären Komponenten von Wechselspannungen herausgebracht, das innerhalb eines Frequenzbereiches von 8 Hz bis 500 MHz, also bis in das Dezimeterwellengebiet hinein, einwandfreie Anzeigen liefert. Das Meßprinzip des Gerätes ist recht einfach und läßt sich am besten an Hand der in Abb. 1 wiedergegebenen Blockschaltung des Gerätes erläutern¹⁾. Die Bezugsspannung E_1 und die unbekannte Spannung E_2 , deren Phasenwinkel gegen E_1 bestimmt werden soll, werden durch je einen veränderbaren Schwächer R_1 und R_2 auf gleiche Amplitude gebracht. Die Spannungen E'_1 und E'_2 haben also gleiche Amplituden. Wenn sich der Schalter S_1 in Stellung B, der Schalter S_2 in Stellung E befindet, liegen die Spannungen E'_1 und E'_2 gegeneinander, und das Voltmeter am Ausgang des Gerätes wird die vektorielle Differenz E_0 der Spannungen E'_1 und E'_2 anzeigen:

$$E_0 = E'_2 - E'_1 = |E'_1| \cdot (\cos \Theta + j \cdot \sin \Theta - 1) \quad (1)$$

$$|E_0| = |E'_1| \cdot \sqrt{(\cos \Theta - 1)^2 + \sin^2 \Theta} \quad (2)$$

$$= 2 \cdot |E'_1| \cdot \sin \frac{\Theta}{2} \quad (3)$$

Die Skala des Voltmeters kann somit unmittelbar in Winkelgraden geeicht werden, wenn man der Amplitude von E'_1 bzw. E'_2 , also $|E'_1|$, stets einen vorgegebenen festen Wert gibt, beispielsweise 1 Volt. In letzteren Falle würde ein Voltmeter, das für 2 Volt voll ausschlägt, bei Vollauschlag einen Phasenwinkel von 180° , bei halbem Ausschlag einen solchen von 60° anzeigen. Die Genauigkeit ist also bei kleineren Winkeln größer. Wenn daher die beiden zu vergleichenden Spannungen E_1 und E_2 einen Phasenwinkel in der Nähe von 180° haben, läßt sich die Meßgenauigkeit erhöhen, indem man eine der beiden Spannungen durch den Phasenumkehrer P_1 oder P_2 um 180° verschiebt. Der Nullpunkt des Voltmeters entspricht jetzt dem Winkel 180° , während für Vollauschlag der Phasenwinkel 0° ist. Die Empfindlichkeit kann aber auch gemäß Gleichung (3) durch Vergrößerung der Amplitude von E'_1 und E'_2 gesteigert werden; dann kann aber naturgemäß das Voltmeter nur einen kleineren Winkelbereich umfassen. Für $|E'_1| = 2$ Volt schlägt zum Beispiel das Voltmeter bei einem Winkel von 60° voll aus.

¹⁾ Y. P. Yu, Measuring Vector Relationships, Electronics, Band 24, Nr. 7, 1951, Seite 124.

Um die reelle und die imaginäre Komponente der unbekannten Spannung E , relativ zu der Bezugsspannung E_1 zu messen, wird der Schwächer R_1 ausgeschaltet, so daß E' gleich E_s wird. Bei gleicher Stellung der Schalter S_1 und S_2 wie bei der Phasenwinkelmessung wird jetzt der Schwächer R_1 , so eingeregelt, daß das Voltmeter im Ausgang den kleinstmöglichen Ausschlag annimmt. Die Spannungsverhältnisse werden jetzt durch das Vektordiagramm in Abb. 2 wieder-

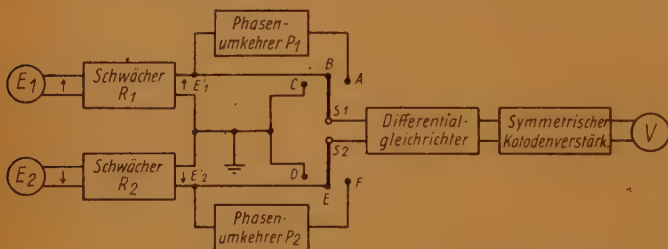


Abb. 1.
Blockschaltung
des Vektorlyzers

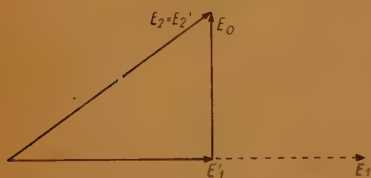


Abb. 2. Vektordiagramm für die Messung der imaginären und der reellen Komponente von E_s

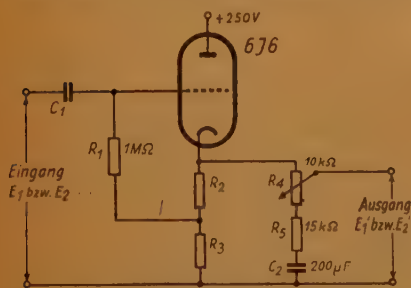


Abb. 3. Prinzipschaltung des regelbaren Schwächers für Frequenzen von 8 Hz bis 10 MHz

gegeben. Da E_0 ein Minimum sein soll, muß E_0 senkrecht auf E' stehen und mit E' und E_s ein rechtwinkliges Dreieck bilden. Der am Voltmeter abgelesene Wert von E_0 ist daher unmittelbar die imaginäre Komponente von E_s . Bringt man darauf, ohne die Stellungen der Schwächer R_1 und R_2 , zu verändern, den Schalter S_2 in die Stellung D (Erde), dann zeigt nun das Voltmeter

den Wert von E' , also nach Abb. 2 von der reellen Komponente von E_s , an. Da die Schaltung des Gerätes hier nicht ausführlich besprochen werden kann, sei wenigstens auf einige Einzelheiten hingewiesen, die auch erkennen lassen, durch welche Maßnahmen die Brauchbarkeit des Gerätes auf einen so großen Frequenzbereich ausgedehnt werden konnte. Schwierigkeiten machen bereits die Schwächer R_1 und R_2 , die einen hohen Eingangswiderstand

und für alle Frequenzen eine sehr niedrige Phasenverzerrung haben müssen. Diese Aufgabe läßt sich noch am besten mit Hilfe eines im Ausgang geregelten Katodenverstärkers erfüllen (Abb. 3), der einen hohen Eingangs- und einen niedrigen Ausgangswiderstand hat, so daß die ausgangseitigen Kapazitäten nur wenig störend wirksam werden. Mit einem regelbaren 10000-Ohm-Potentiometer im Katodenkreis ist der Phasenfehler für 2,5 MHz bei keiner Stellung des Potentiometers größer als 2° . Für höhere Frequenzen als 10 MHz versagt allerdings auch dieser Schwächer. Bei den tiefen Frequenzen wird der Phasenfehler durch R_1 und C_1 bestimmt; je größer diese beiden Elemente sind, um so geringfügiger wird die durch sie bedingte Phasenverschiebung.

Auch der Differentialgleichrichter steuert einen symmetrischen Katodenverstärker, in dessen Ausgang das den Phasenwinkel anzeigende Voltmeter liegt (Abb. 4). Der eigentliche Gleichrichter ist die Diode V_1 , über welche während der positiven Halperiode der Eingangsspannung die Kondensatoren C_1 und C_2 aufgeladen werden. Während der negativen Halperiode kann die Entladung nur über die Widerstände R_1 und R_2 , die den Eingang von der übrigen Schaltung abtrennen sollen, und über den Eingangskreis des Katodenverstärkers erfolgen; dieser Entladungsweg hat aber einen so großen Widerstand, daß die Spannung an C_1 und C_2 praktisch während der ganzen Periode gleich der Amplitude der Eingangsspannung bleibt. Die Schaltung ist sehr stabil, da sie infolge der vollkommenen Symmetrie eine abgeglichene Brücke darstellt, deren vier

Zweige durch R_3 , R_4 , V_1 plus V_2 und V_3 plus V_4 gebildet werden. Der zwischen den Punkten C und D wirksam werdende Eingangswiderstand des Katodenverstärkers kann sehr groß gemacht werden. Dieser Widerstand ist ja bekanntlich gleich $R_3/(1-A)$, wo A die Verstärkung des Katodenverstärkers ist. Wenn man R_3 gleich 10 Megohm nimmt und A in der Nähe von 1 liegt, hat der zwischen C und D wirksame Widerstand die Größenordnung von 100 Megohm. Damit wird

können jetzt nicht amplitudengleich gemacht werden und müssen deshalb als verschieden groß vorausgesetzt werden. Die Empfindlichkeit des Gerätes muß daher jeweils den beiden Spannungen angepaßt werden. Dazu schließt man zunächst die Klemmen 2 und 3 des Tastkopfes kurz und regelt das Potentiometer R_3 so ein, daß das Voltmeter im Ausgang des Katodenverstärkers unter dem Einfluß der Spannung E_1 bis zur Mitte ausschlägt. Dann werden die Klemmen 1 und 2

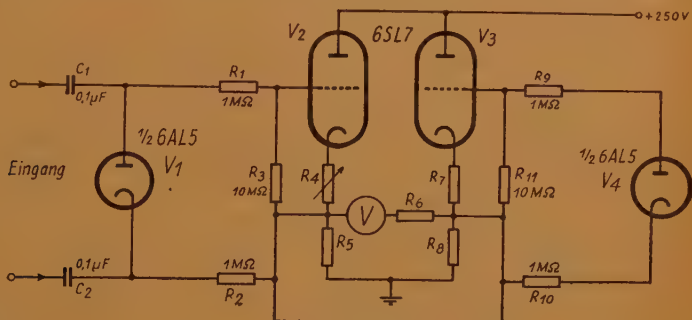


Abb. 4.
Die symmetrische
Gleichrichter-
schaltung
mit nachfolgendem
Katodenverstärker

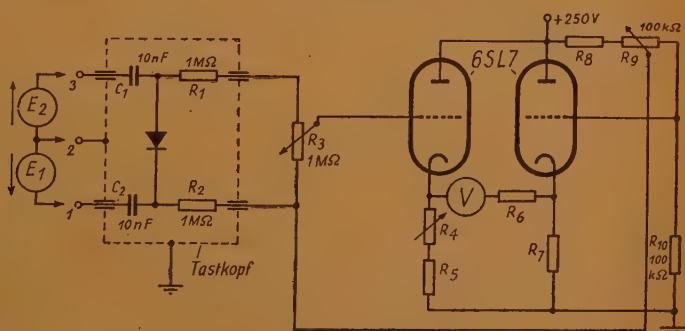


Abb. 5.
Grundschiung
für die Messung der
Frequenzen von
10 MHz bis
500 MHz
mittels Tastkopfes

die Zeitkonstante für die Entladung der Kondensatoren C_1 und C_2 so groß, daß Frequenzen bis herab zu 8 Hz richtig angezeigt werden.

Für den Frequenzbereich von 10 MHz bis 500 MHz wird eine etwas andere Meßtechnik angewandt, da es praktisch kaum möglich ist, Schwächer zu bauen, die für alle diese Frequenzen eine minimale und dazu konstante Phasenverschiebung verursachen. Für die Höchstfrequenzmessung ist ein Tastkopf vorgesehen (Abb. 5), der zwei Kondensatoren, zwei Widerstände und einen Kristallgleichrichter enthält, und dessen Ausgang direkt mit dem symmetrischen Ausgangs-Katodenverstärker gekoppelt ist. Die Eigenfrequenz des Tastkopfes liegt oberhalb von 700 MHz. Bezugsspannung E_1 und unbekannte Spannung E_2

kurzgeschlossen und das Potentiometer R_3 so eingestellt, daß das Voltmeter durch die Spannung E_1 wieder bis zum gleichen Punkt in der Skalenmitte ausschlägt. Erst jetzt erfolgt die Messung der vektoriellen Differenz der Spannungen E_1 und E_2 . Das Voltmeter zeigt nun aber den Phasenwinkel zwischen E_1 und E_2 nur dann unmittelbar richtig an, wenn beide Spannungen gleiche Amplituden haben. Ist n gleich dem Verhältnis der Amplituden von E_1 und E_2 , so tritt an die Stelle der eingangs zitierten Gleichung (2) die folgende Beziehung:

$$|E_0| = |E_1| \cdot \sqrt{n^2 + 1 - 2 \cdot n \cdot \cos \Theta} \quad (4)$$

Gleichung (4) läßt erkennen, daß sich der Ausschlag $|E_0|$ des Voltmeters von $(n-1) \cdot |E_1|$ bis

$(n + 1) \cdot |E_1|$ bewegt, wenn man Θ von 0° bis 180° verändert; der maximale Unterschied ist gleich $2 \cdot |E_1|$, also unabhängig von n . Dagegen ist der Verlauf des Ausschlags zwischen den beiden Extremwerten von n abhängig. Das Voltmeter zeigt die Phasenwinkel nur für $n = 1$ richtig an, für alle anderen Werte von n müssen Korrekturen angebracht werden, die man durch Vergleich der Gleichungen (2) und (4) berechnen kann, wie hier nicht weiter erläutert werden soll. Dem Gerät werden aber entsprechende Korrekturkurven vom Hersteller beigegeben.

Dr. F.

(Umfang der Originalarbeit 3 Seiten)

Hochempfindliche Gleichstromverstärker

Die Empfindlichkeit des Gleichstromverstärkers wird durch Rauschen, hauptsächlich thermisches Rauschen, und durch Nullpunktsschwankungen begrenzt, die durch Temperatur- und Spannungsänderungen sowie durch mechanische, elektrische oder magnetische Einflüsse bedingt sein können. Wenn für Meßzwecke die Empfindlichkeit des Verstärkers möglichst hoch getrieben werden soll, wird man bestrebt sein, die Nullpunktsschwankungen durch geeignete Maßnahmen möglichst so weit herunterzudrücken, daß die Schwankungen nicht viel größer als das unvermeidliche Rauschen werden. Wenn es auch in einem praktischen Verstärker noch nicht gelungen ist, die Nullpunktsschwankungen nicht größer als das Rauschen zu machen, so kann man diesem Idealfall doch schon recht nahe kommen, wie ein von der amerikanischen Firma Leeds and Northrup Co. entwickelter Versuchsverstärker beweis¹⁾.

Die maximalen Nullpunktsschwankungen dieses Verstärkers sind, auf dessen Eingang bezogen, nicht größer als $1 \cdot 10^{-12}$ A oder 1 Mikrovolt an dem Eingangswiderstand von 1 Megohm; leistungsmäßig ausgedrückt sind das nicht mehr als 10^{-16} Watt. Die Messungen zeigten, daß diese Schwankungen nicht größer als das 1,6fache der maximalen Rauschamplitude sind. Die Arbeitsweise des Verstärkers geht aus dem Blockschema in Abb. 1 hervor, das wohl als typisch für derartige hochempfindliche Gleichstrom-Meßverstärker gelten kann. Da Wechselstromverstärker stabiler als Gleichstromverstärker sind, wird der zu messende Gleichstrom vor der Verstärkung in einen Wechselstrom verwandelt, und zwar hier durch einen vom Wechselstromnetz getriebenen Unterbrecher. Die so entstehende Wechselfrequenz hat, wird dann in einem Wechselstromverstärker

mit der hohen Verstärkung A verstärkt und am Ausgang des Verstärkers von einem synchron mit dem Eingangsunterbrecher laufenden Unterbrecher gleichgerichtet und auf den Eingang gegengekoppelt. Bei dieser Art der Schaltung werden die Nullpunktsschwankungen bei Ergreifen der notwendigen Vorsichtsmaßnahmen fast ausschließlich durch den Eingangsunterbrecher bedingt, der deshalb ganz besonders sorgfältig durchgebildet sein muß.

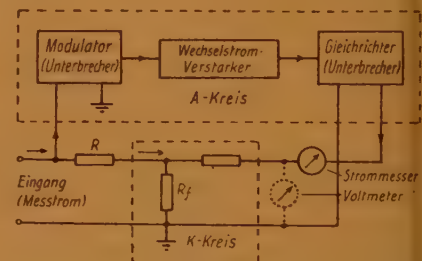


Abb. 1. Grundsätzlicher Aufbau des hochempfindlichen Gleichstromverstärkers der Firma „Leeds and Northrup“. Die Empfindlichkeit wird durch die Nullpunktsschwankungen des Unterbrechers (Konverters) am Verstärkereingang begrenzt

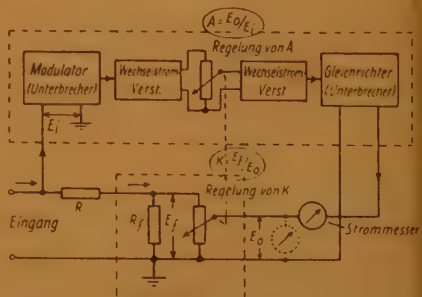


Abb. 2. Die Bereichsumschaltung erfolgt bei dem Gleichstromverstärker durch gleichzeitige Veränderung der Gegenkopplung k und der Verstärkung A in der Weise, daß $k \cdot A$ konstant bleibt

Der Gleichstromausgang des Verstärkers ist über den Widerstand R_f , der klein gegen den Eingangswiderstand R von 1 Megohm ist, auf den Eingang gegengekoppelt und hält die effektive Verstärkung der ganzen Schaltung weitgehend konstant. Dabei ist die durch den Ausgangstrom am Widerstand R_f hervorgerufene Gegenkopplungsspannung nahezu ebenso groß wie die durch den Meßstrom an R erzeugte Spannung. In den Unterbrecher fließt daher nur ein gegenüber dem Meßstrom kleiner Strom. Der im Gegenkopplungsweg durch R_f fließende Strom wird gemessen und dient als An-

¹⁾ Will McAdam, R. E. Tarpley und A. J. Williams, DC Amplifier with Reduced Zero-Offset, Electronics, Band 24, Nr. 8, 1951, Seite 128.

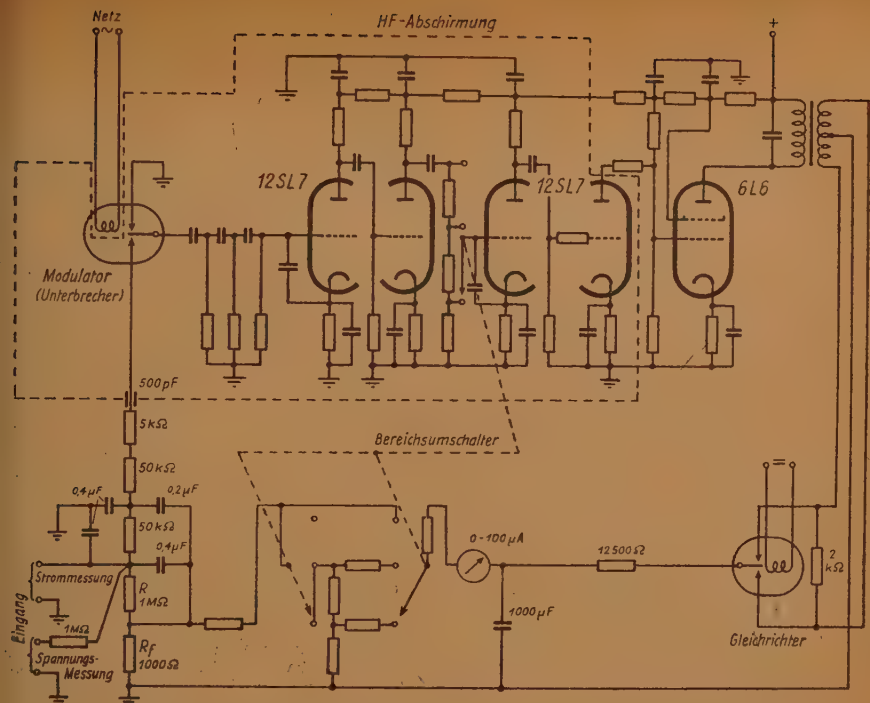


Abb. 3. Vereinfachtes Schaltbild des hochempfindlichen Gleichstromverstärkers

zeige für den zu messenden Strom. Wenn der Verstärkungsfaktor A des Wechselstromverstärkers sehr hoch und R_f klein gegen R ist, dann ist die Stromverstärkung, also das Verhältnis des durch R_f fließenden Stromes zum Meßstrom, nur durch das Widerstandsverhältnis R/R_f gegeben, da die Spannungsabfälle an diesen beiden Widerständen nahezu entgegengesetzt gleich sein müssen. R und R_f müssen daher genau bekannt sein.

In dem empfindlichsten Meßbereich des Verstärkers beträgt das Verhältnis der Widerstände R und R_f $2 \cdot 10^4$, so daß das im Gegenkopplungsweg liegende Meßinstrument mit einem Meßbereich von 100 Mikroampere für einen Meßstrom von $50 \cdot 10^{-12}$ A voll ausschlägt. Für Spannungsmessungen ist demnach der empfindlichste Meßbereich, weil ein Vorwiderstand von 1 Megohm benutzt wird, 50 Mikrovolt. Da die größte Nullpunktsschwankung 10^{-12} A ist, verursacht sie bei Vollausschlag höchstens einen Fehler von 2%. Beachtung verdient das Verfahren, das bei der Bereichsumschaltung herangezogen wird. Am einfachsten läßt sich die Empfindlichkeit durch Verkleinerung von R herabsetzen; das ist aber un-

zweckmäßig, weil dabei nicht die Rauschspannung im gleichen Maße abnimmt, sondern unverändert stark im Verstärkerausgang auftritt. Diese Rauschspannung entspricht somit um so größeren Meßströmen, je unempfindlicher der Verstärker wird. Die Schaltung des Verstärkers wurde deshalb so abgeändert, daß die Bereichsumschaltung gemäß Abb. 2 durch Veränderung des durch den Widerstand R_f fließenden Stromes mittels eines Nebenschlusses erfolgt. Praktisch läuft das natürlich auf eine Veränderung der Gegenkopplung $k = E_f/E_0$ heraus. Da jetzt nur ein Teil des Ausgangsstromes durch den Widerstand R_f fließt, muß R_f entsprechend größer gemacht werden, um die erforderliche Gegenkopplungsspannung zu erzielen. Die Regelung der Verstärkerempfindlichkeit durch Veränderung der Gegenkopplung k hat den Vorzug, daß die Rauschspannung am Verstärkerausgang mit der Empfindlichkeit des Verstärkers abnimmt und immer der gleichen Eingangsrauschspannung entspricht. Andererseits ändert sich aber bei dieser Art der Bereichsumschaltung der Wert des Produktes $k \cdot A$, das man möglichst konstant halten möchte, damit eine gleichbleibende Stabilität des

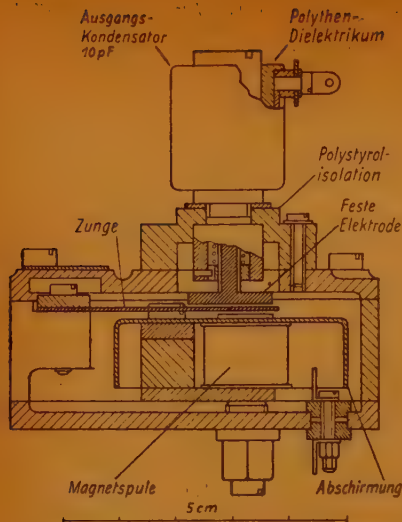


Abb. 4. Querschnitt durch den Schwingkondensator zur Umwandlung der Gleichspannung in eine Wechselspannung

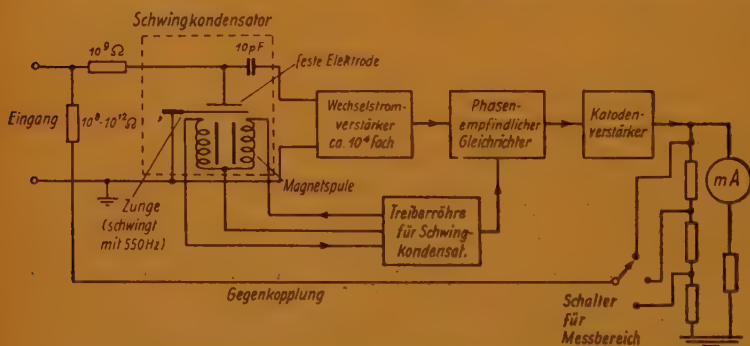


Abb. 5. Blockdiagramm des Gleichstromverstärkers mit Schwingkondensator

hochverstärkenden Gerätes gegen Schwingneigung gewährleistet ist. Die Bereichumschaltung ist deshalb so eingerichtet, daß bei einer Änderung von k eine ebensolche von A , aber in entgegengesetztem Sinne, erfolgt. Das geschieht durch zwei auf einer Achse sitzende Potentiometer, die gegenläufige Dämpfungen bewirken und A vergrößern, wenn k kleiner wird und umgekehrt. Die Empfindlichkeit des Verstärkers wird somit durch gleichzeitige Vergrößerung von k und Verkleinerung von A herabgesetzt.

In Abb. 3 ist die stark vereinfachte Schaltung des Meßverstärkers wiedergegeben. Bei der Entwicklung des Verstärkers zeigte es sich, daß die beiden

1-Megohm-Widerstände und die vier Kondensatoren des Eingangsfilters einen besonders starken Einfluß auf die Nullpunktschwankungen ausüben und deshalb besondere Aufmerksamkeit verdienen. Die anfangs angegebenen Werte für die Nullpunktschwankungen ließen sich nur erzielen, wenn man die beiden 1-Megohm-Widerstände aus Widerstandsdraht mit sehr geringem Temperaturkoeffizienten in Bandform herstellte und hochwertige Glimmerkondensatoren für das Eingangsfilter nahm. Kondensatoren mit Polystyrolfolie als Dielektrikum erwiesen sich als unbrauchbar.

Dem amerikanischen Gerät ist in seiner grundsätzlichen Arbeitsweise ein Gleichstromverstärker der englischen Firma E. K. Cole Ltd. recht ähnlich, der aber in erster Linie als Spannungsmesser mit hochohmigem Eingang gedacht ist und als Elektrometer benutzt werden kann²⁾. Dieser hochempfindliche Gleichstromverstärker ist insofern bemerkenswert, weil er — im Gegensatz zu dem amerikanischen Verstärker — bewußt für die Serienfabrikation konstruiert wurde und sich durch die einfache Handhabung auszeichnet. Trotzdem betragen die Nullpunktschwankungen, bezogen auf den Eingang des Meßgerätes, innerhalb von

24 Stunden maximal nur 1 mV bzw. 10^{-10} A an einem Eingangswiderstand von 10^{11} Ohm; leistungsmäßig ist das, ebenso wie bei dem amerikanischen Gerät, 10^{-10} Watt. Die größte Empfindlichkeit des Gerätes beträgt 30 mV bei Vollauschlag des Meßinstrumentes, bzw. $3 \cdot 10^{-10}$ A an einem Eingangswiderstand von 10^{11} Ohm. Zur Umwandlung der Meßspannung in eine Wechselspannung dient hier ein Schwingkondensator, der in der Abb. 4 im Schnitt darge-

²⁾ D. G. A. Thomas und H. W. Finch: A Simple Vibrating Condenser Electrometer, *Electronic Engineering*, Band 22, Nr. 271, 1950, Seite 395.

stellt ist. Die bewegliche Elektrode des Kondensators ist eine einseitig eingespannte Zunge, die von einer einem hochohmigen Kopfhörer entnommenen zweiteiligen Magnetspule zu Schwingungen in ihrer Eigenfrequenz (550 Hz) angeregt wird. Die Zunge schwingt mit einer Amplitude von 0,5 mm und nähert sich dabei der festen Gegenelektrode bis auf etwa 0,1 mm. Beide Elektroden sind aus rostfreiem Stahl und haben hochglanzpolierte Oberflächen, die vor dem Zusammensetzen des Schwingkondensators sorgfältig mit Methylalkohol gereinigt werden. Die feste Gegenelektrode ist in einem Polystyrolblock montiert und kann mittels eines Gewindestiftes zur Justierung des Abstandes von der Zunge etwas gehoben oder gesenkt werden.

Die Zunge des Schwingkondensators wird durch eine aperiodische Treiberröhre in Schwingungen ihrer Eigenfrequenz versetzt. Diese Art der Erregung ist einfacher als die mit einem abgestimmten Oszillator, da die aufzuwendende Leistung zur Aufrechterhaltung der Zungenschwingung so am kleinsten ist und keinerlei Schwierigkeiten hinsichtlich Frequenzkonstanz und Phasenverhältnis auftreten können. Als Treiberröhre dienen zwei parallelgeschaltete Trioden, an deren Gitter die eine Hälfte der die Zunge erregenden Magnetspule liegt, während die andere Hälfte der Magnetspule von den Anoden gespeist wird.

Die Blockschaltung des vollständigen Gleichstromverstärkers zeigt Abb. 5. Die Zunge des Schwingkondensators ist geerdet, während die feste Gegenelektrode über einen hochwertigen Zylinderkondensator von 10 pF mit Polyäthylen-Dielektrikum („Polythene“) am Eingang des Wechselstromverstärkers liegt. Der Kondensator hat einen Isolationswiderstand von etwa 10^{15} Ohm und ist mit dem Schwingkondensator zu einer baulichen Einheit zusammengefaßt, wie aus Abb. 4 hervorgeht. Der Ausgang des Wechselstromverstärkers wird in einem phasenempfindlichen Röhrendetektor gleichgerichtet, und die gleichgerichtete Spannung dient zur Spannungsgegenkopplung auf den Eingang des Meßgerätes. Auch hier ist die Gegenkopplung so bemessen, daß Eingangs- und Gegenkopplungsspannung nahezu gleich groß sind.

Der Ausgang des dem Gleichrichter nachgeschalteten Katodenverstärkers speist ein Milliampere-meter (Maximalausschlag 1 mA), und die Gegenkopplungsspannung wird einem dem Meßinstrument parallelgeschalteten Spannungsteiler entnommen. Je nach dem gewählten Abgriff an dem Spannungsteiler ergeben sich mit zunehmender Gegenkopplungsspannung die vier Meßbereiche 0...30 mV, 0...100 mV, 0...300 mV und 0...1 Volt. Als Eingangswiderstand bei Strommessungen

können wahlweise 10^3 , 10^{10} oder 10^{15} Ohm eingeschaltet werden.

Dr. F.

(Umfang der beiden Originalarbeiten
je fünf Seiten.)

Eine bewegliche UKW-Richtverbindung

Eine UKW-Richtverbindung unterscheidet sich von einer Dezimeter-Richtverbindung vor allem dadurch, daß sie nicht wie diese durch die optische Sicht scharf begrenzt ist, sondern infolge der Beugung um die Erdoberfläche eine etwas größere Reichweite gestattet. Da derartige Richtverbindungen vor allem dort eingesetzt werden sollen, wo ein vorübergehend großer Bedarf an Übertragungsmitteln besteht, ist es erwünscht, derartige Verbindungen beweglich einzurichten, um sie später wieder an anderen Stellen einsetzen zu können. Mit Rücksicht auf die Beweglichkeit lassen sich nur schnell aufstellbare Masten verwenden. Im Gebiete von 40...65 MHz können deshalb auch nur schwach bündelnde Antennen zur Anwendung kommen. Der Gewinn der Antennen bleibt gering. Man muß dafür die Sendeleistung und die Empfängerempfindlichkeit erhöhen.

Die beschriebene¹⁾ Anlage arbeitet mit einer Sendeleistung von 250 W. Der Empfänger hat die außergewöhnlich günstige Empfindlichkeit von 6 kT. Bei der Reichweite muß man die zwischen einem Sender und einem Empfänger erzielbare „Reichweite eines Funkfeldes“, die mit 120...250 km angegeben wird, von der „Gesamt-Reichweite“ unterscheiden, die bei Anwendung mehrerer Relaisstellen insgesamt erzielbar ist. Diese ist dadurch begrenzt, daß sich das Verhältnis von Nutzsignal zu Störsignal von Funkfeld zu Funkfeld verkleinert. Selbst dann, wenn die hohen Anforderungen der CCIF-Empfehlungen bezüglich des Rauschabstandes zugrunde gelegt werden, lassen sich noch 300 km überbrücken.

Die Anlage zeichnet sich ferner dadurch aus, daß die Frequenzgebiete, in denen der Empfänger durch den in unmittelbarer Nähe strahlenden Sender beeinflusst wird, sehr schmal sind. Das wird durch sorgfältige Unterdrückung aller Ober- und Nebenwellen beim Sender und durch hohe Selektivität und doppelte Frequenzumsetzung im Empfänger erreicht. Sende- und Empfangsantenne können deshalb in einem Abstand von nur 10 m aufgestellt werden. Für die mit Rücksicht auf gegenseitige Beeinflussung bei den einzelnen Relaisstationen und Endstationen einer Richtfunkverbindung einstellbaren Frequenzen wird ein

¹⁾ R. Siegert, Telefunken-Zeitung, Jg. 24, Nr. 93 (Dezember 1951), S. 204.

Frequenzplan angegeben. Die Anlage wird normalerweise für 12 Gesprächskanäle und einen Dienstkanal gebaut und arbeitet mit Frequenzmodulation. Roe.

(Umfang der Originalarbeit: 9 Seiten)

Vergleichende Untersuchungen zwischen Rahmen und Schleifen für Bordpeller*)

Mit der durch die Verbesserung der Eisengoniometer ermöglichten Einführung des Kreuzrahmenpellers (Telegonpeller) ergibt sich die Frage, welche Erhöhung der Reichweite bzw. Peilschärfe erzielt werden kann, wenn man an Stelle des Kreuzrahmens von etwa $1,9 \text{ m}^2$ Windungsfläche größere, frei gespannte Schleifenantennen verwendet. Zur experimentellen Klärung dieser Frage hatte das Deutsche Hydrographische Institut Hamburg das Forschungs- und Vermessungsschiff Gauß zur Verfügung gestellt, bei dem die Verhältnisse für den Schleifenempfang wegen der guten Entstörung des Bordnetzes besonders günstig liegen. Auf Grund der Berechnung ist folgende Beziehung zu erwarten: Verbesserung der Peilschärfe (Verhältnis der linearen Abmessungen) = $\frac{1}{\sqrt{2}}$. Die Versuche zeigen, daß die Verbesserung der Peilschärfe sogar noch langsamer ansteigt, als es dieser Beziehung entspricht, da im allgemeinen der Drahtdurchmesser nicht proportional den anderen linearen Abmessungen einer Schleife vergrößert wird, so daß die Induktivität schneller als proportional mit den linearen Abmessungen wächst. Da Schleifenantennen im rauen Schiffsbetrieb erheblich leichter beschädigt werden können als die abgeschirmten Kreuzrahmen, werden diese wohl auch in Zukunft bevorzugt werden, obwohl der neue Telefunken-Pellempfänger ohne weiteres auch an Schleifen-Antennen angepaßt werden kann. Zur objektiven Bestimmung der Minimumbereiche wird ein Verfahren angegeben, bei dem die Empfänger Ausgangsspannung mit einem Röhrenvoltmeter gemessen wird. Roe.

*) H. Gabler, G. Gresky und W. Runge: Telefunken-Zeitung, Jg. 25, Heft 94 (März 1952), S. 5...11, 6 Abb.

Die Zeitschrift „Telefunken-Röhre“ wurde 1943 eingestellt und feiert jetzt ihre Wiedergeburt. Sie wird in zwangloser Folge herausgegeben von Dr.-Ing. Horst Rothe, dem Leiter der Telefunken-Röhren-Entwicklung. Das erste Bändchen heißt „Die Telefunken-Röhre im UKW-Empfänger“ und wurde verfaßt von dem durch sein UKW-Buch bereits bekanntgewordenen Dipl.-Ing. A. Nowak und von Dr. Rudolf Cantz und Dr. W. Engbert.

BUCHBESPRECHUNG

Dr. B. G. Dammers, Ing. J. Haantjes, J. Otte u. Ir. H. van Suchtelen:

Anwendung der Elektronenröhre in Rundfunkempfängern und Verstärkern

Buch 2 (NF-Verstärkung, Endstufe und Spelsung)

Philips' Technische Bibliothek,

438 Seiten, 343 Abb., Ganzleinen DM 28,50

Verlag: Deutsche Philips GmbH, Hamburg 1

Schon im Untertitel sind die drei Hauptteile des Werkes umrissen. Der vorliegende Band bildet als Buch 2 die Ergänzung des Bandes IV. Im 1. Teil (Kapitel VI Niederfrequenzverstärkung) sind die beiden Kopplungsarten des NF-Teiles, wie Widerstands-, Drossel- und Transformatorkopplung, die Phasen-Umkehrstufen zur Aussteuerung von Gegentakt-Verstärkern, der Frequenzgang des NF-Verstärkers, Berechnung des NF-Transformators und die nichtlinearen Verzerrungen der Vorstufen behandelt. Der 2. Abschnitt (Kapitel VII Endstufen) ist der wichtigste und nimmt auch rein räumlich den größten Platz des Werkes ein. Er ist den umfangreichen Problemen der Endstufe gewidmet. Es werden die Klassen A-, B- und AB-Endstufen nach Leistung, Anpassung, Wirkungsgrad und Spelsung recht eingehend untersucht und gewürdigt. Da die Probleme so behandelt werden, wie sie in der Praxis bei der Dimensionierung von Endstufen auftreten, informiert dieser Teil des Buches vor allem die Verstärker-Konstrukteure, für die dieses Werk genau so wichtig ist wie der erste Band für den HF-Konstrukteur. Auf die Einzelheiten einzugehen ist praktisch unmöglich, da man jedes Kapitel dieses Hauptabschnittes einer hervorragenden Würdigung unterziehen müßte. Vielleicht sei besonders zu erwähnen die Doppelton-Methode, die das Verhalten von Endstufen bei Aussteuerung mit zwei Sinusspannungen rechnerisch erfassen läßt. Dadurch dürfte eine wesentlich bessere Erfassung der Vorgänge erfolgen als durch die bisher bekannten Betrachtungsweisen. Der 3. Abschnitt (Kapitel VIII) umfaßt die Spelsung, Röhrenheizung, Gleichrichterschaltungen, Berechnung von Anodenspannungs-Gleichrichtern und Schaltungen zur Stabilisierung von Speisespannungen. Ein ausgezeichnetes alphabetisches Sachverzeichnis, ein Verzeichnis der im Text erwähnten Röhren und das jedem Hauptkapitel beigegebene Literaturverzeichnis ergänzen das Werk in hervorragender Weise. Kein NF-Techniker wird umhinkönnen, sich eingehend mit dieser Literatur zu beschäftigen. Prof. Kroebe, der das Geleitwort zu diesem Band schrieb, hat darin bereits am klarsten den Wert der Veröffentlichung hervorgehoben, in-

dem er seine Betrachtung mit den Worten schließt: „Ich zweifle nicht daran, daß dieser Band den vielen Interessenten von großem Nutzen sein wird.“ Auch wir sind überzeugt, daß sich das Buch 2 des IV. Bandes recht bald großer Beliebtheit erfreuen wird.

Normblatt-Verzeichnis 1952

Herausgegeben vom Deutschen Normenausschuß
Berlin 1952, Beuth-Vertrieb GmbH,
Berlin W 15 und Köln
DIN A 5, 344 S., kart. 13,— DM
zuzügl. Versandkosten
(Abgeschlossen mit Ausgabe Januar 1952
der „DIN-Mitteilungen“)

Gegenüber der Ausgabe 1950 ist das neue Verzeichnis um etwa 500 neue Normblätter und 750 Normblatt-Entwürfe erweitert worden. Die in der Zwischenzeit zurückgezogenen Blätter sind ebenfalls aufgeführt. An diesen Veränderungen im Deutschen Normenwerk sind die Gebiete „Allgemeiner Maschinenbau“ und „Elektrotechnik“ mit etwa je 25 % beteiligt.

7600 gültige deutsche Normblätter und 875 Normblattentwürfe sind mit ihren Nummern und Titeln genannt. Diese große Zahl zeigt deutlich, wie wichtig für alle nach Normen arbeitenden Betriebe und Einzelpersonen ein übersichtliches Verzeichnis ist, und — das kann man ruhig dem Deutschen Normenausschuß bescheinigen — das vorliegende Verzeichnis gibt tatsächlich eine vorbildliche Übersicht. Der Sachteil ist nach der Dezimalklassifikation geordnet. Durch ein gutes Nummern- und Stichwortverzeichnis wird das Auffinden der einzelnen Sachgruppen und Normen erleichtert, wobei einige Daumenregister beim Blättern noch zusätzliche Hilfe bieten.

Die einleitende kurze Übersicht über „Die deutsche Normung“ weist den Benutzer auf die Art der Normung und auf die Organisation der Normenarbeit hin. Der schmutzige, schmierige Hartkartonumschlag macht das Verzeichnis auch besonders für den Werkstattgebrauch geeignet.

The Wireless & Electrical Trader Year Book 1952

23. Aufl.; Verlag: Trader Publishing Co., Ltd.
Dorset House, Stamford Street, London, S.E.1.
DIN A 5; Preis: 10 s, 6 d (etwa DM 6,50)

An dieser für den englischen Radio- und Elektrohandel geschaffenen Auskunft über Wirtschaft und Technik kann auch der deutsche Wirtschaftler nicht vorübergehen, der sein Augenmerk auf Ein- und Ausfuhr richten will. Das Buch macht in zeit-sparender Weise mit allen Einzelheiten des englischen Marktes bekannt und öffnet das Tor zum Handel mit England.

FACHZEITSCHRIFTEN von hoher Qualität

FUNK UND TON

Monatsheft für Hochfrequenztech-
nik und Elektroakustik

FUNK-TECHNIK

Radio • Fernsehen • Elektronik

LICHTTECHNIK

Beleuchtung • Elektrogerät
Installation

PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT

Organ des Verbandes
der Deutschen Photographischen
Industrie e. V.

KINO-TECHNIK

Schmalfilmkino • Filmtechnik
Lichtspieltheater

KAUTSCHUK UND GUMMI

Zeitschrift für die Kautschuk- und
Asbestwirtschaft, Wissenschaft und
Technik

Probeheft kostenlos

VERLAG FÜR

RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

HELIOS-VERLAG GMBH

Berlin-Borsigwalde (Westsektor)



Hirschmann
ANTENNEN

RADIOTECHNISCHES WERK
ESSLINGEN AM NECKAR